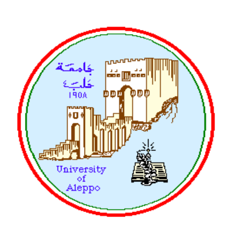
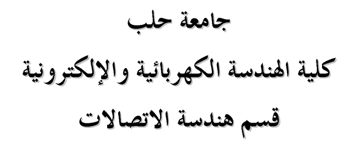




تصميم مرشح مكروي عن طريق دراسة و محاكاة عدم الاستمرارية في دليل الموجة

Designing a Microwave Filter by Studying and Simulating the Discontinuity in the Wave Guide

أطروحة أعدت لنيل درجة الماجستير في هندسة الاتصالات

إعداد المهندس ابراهيم غفير
طالب دراسات عليا (ماجستير) في قسم هندسة الاتصالات
كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية
جامعة حلب

1432 هـ
2011 م

University of Aleppo
Faculty of Electrical & Electronic Engineering
Department of Communication Engineering



Designing a Microwave Filter by Studying and Simulating the Discontinuity in the Wave Guide

This Thesis is submitted to obtain the Master Degree in Communication Engineering

By

Eng. **Ibrahim Ghafeer**
Postgraduate Student
Department of Communication Engineering
Faculty of Electrical & Electronic Engineering
University of Aleppo



جامعة حلب
كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية
قسم هندسة الاتصالات

تصميم مرشح مكروي عن طريق دراسة و محاكاة عدم الاستمرارية في دليل الموجة

Designing a Microwave Filter by Studying and Simulating the Discontinuity in the Wave Guide

أطروحة أعدت لنيل درجة الماجستير في هندسة الاتصالات

الدكتور المهندس علي زيد
أستاذ مساعد في قسم هندسة الاتصالات
كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية
جامعة حلب

الدكتور المهندس السموءل صالح
أستاذ مساعد في قسم هندسة الالكترونيات و الاتصالات
كلية الهندسة الميكانيكية و الكهربائية
جامعة تشرين

إعداد المهندس ابراهيم غفير
طالب دراسات عليا (ماجستير) في قسم هندسة الاتصالات
كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية
جامعة حلب

1432 هـ

2011 م

قدمت هذه الرسالة استكمالاً لمتطلبات نيل درجة الماجستير

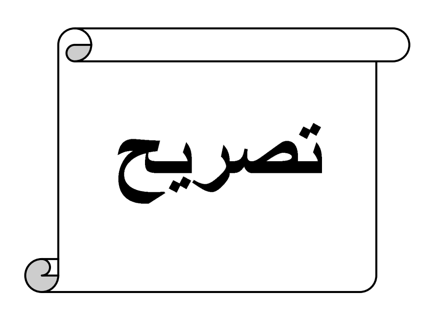
في هندسة الاتصالات في قسم هندسة الاتصالات

من كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية بجامعة حلب

شهادة

نشهد بأن العمل المقدم في هذه الرسالة هو نتيجة بحث علمي قام به المرشح **المهندس ابراهيم غفير** تحت إشراف **الدكتور علي زيد** (المشرف الرئيسي) الأستاذ المساعد في قسم هندسة الاتصالات في كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية بجامعة حلب و**الدكتور السموءل صالح** (المشرف المشارك) الأستاذ المساعد في قسم هندسة الالكترونيات و الاتصالات في كلية الهندسة الميكانيكية و الكهربائية بجامعة تشرين، وأنّ أيّة مراجع أخرى ذكرت في هذا العمل موثقة في نص الرسالة.

المرشح	المشرف المشارك	المشرف الرئيسي
المهندس ابراهيم غفير	**الدكتور السموءل صالح**	**الدكتور علي زيد**



أصرح بأن هذا العمل:

"تصميم مرشح مكروي عن طريق دراسة و محاكاة عدم الاستمرارية في دليل الموجة"

لم يَسبق أن قُبل للحصول على أي شهادة، ولا هو مقدم حالياً للحصول على شهادة أخرى.

المرشح

المهندس ابراهيم غفير

نوقشت هذه الرسالة بتاريخ 1 / 6 / 2011 وأجيزت

لجنة الحكم على الرسالة

الدكتور المهندس عبد المنعم عبدالله
أستاذ مساعد في قسم هندسة الاتصالات
كلية الهندسة الكهربائية و الالكترونية
جامعة حلب

الدكتور المهندس السموءل صالح
أستاذ مساعد في قسم هندسة الالكترونيات و الاتصالات
كلية الهندسة الميكانيكية و الكهربائية
جامعة تشرين

الدكتورة المهندسة ندى أبو نقرة
مدرس مؤصل في قسم هندسة الاتصالات
كلية الهندسة الكهربائية و الالكترونية
جامعة حلب

فهرس المحتويات

Contents

فهرس الأشكال

فهرس الجداول

الملخص

يهدف هذا البحث إلى تصميم مرشح ميكروي عن طريق دراسة و محاكاة عدم الاستمرارية في دليل الموجة، الشكل المقترح للمرشح هو عبارة عن ثلاثة أدلة موجة بأبعاد مختلفة متصلة مع بعضها، و لأن تغير الأبعاد لدليل الموجة سيؤدي إلى تغير شروط الانتشار للأمواج الميكروية سيكون لدينا منطقتي انقطاع ضمن المرشح المصمم تؤثران على انتشار أنماط الأمواج الميكروية ضمن دليل الموجة.

تم تطبيق طريقة Galerkin في دراسة و محاكاة عدم الاستمرارية في دليل الموجة، و تم مقارنة النتائج التي حصلنا عليها باستخدام طريقة Galerkin مع نتائج طرق أخرى مستخدمة في دراسة الانقطاع في دليل الموجة (طريقة Green ، الطريقة التكاملية، طريقة Genetic Algorithm) .

في هذا البحث تم دراسة تأثير تغير الأبعاد لدليل الموجة على انتشار الأنماط و حساب مصفوفة الممانعة [Z] و مصفوفة التبعثر [S] للمرشح المصمم وإيجاد علاقة معامل الإرسال T و معامل الانعكاس R مع التردد f بهدف تحديد خصائص المرشح المصمم.

تم دراسة علاقة تردد الرنين للمرشح المصمم مع بارمترات المرشح (طول الجوف الطنيني، أبعاد فتحة الانقطاع، ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة) بهدف الاستفادة منها في تحديد البارمترات المطلوبة للمرشح المصمم.

تم نمذجة كافة الحسابات والنتائج التي حصلنا عليها باستخدام برنامج الماتلاب.

مقدمة عامة

Introduction

1 تمهيد : Background

في السنوات الأخيرة تم الاهتمام بشكل كبير بتطور تقنيات الأمواج الميكروية وذلك بسبب تطبيقاتها الكثيرة، في الاتصالات الفضائية والأرضية، في الرادار والاتصالات الملاحية، في مراقبة الأرض من الفضاء والاستكشاف عن بعد، وكذلك من أجل التسخين الصناعي والمنزلي، كما وتقدم الأمواج الميكروية خدمات كثيرة في المجال الطبي من خلال معالجة الأمراض السرطانية والتصوير الشعاعي.

2 مبررات البحث : Motivations

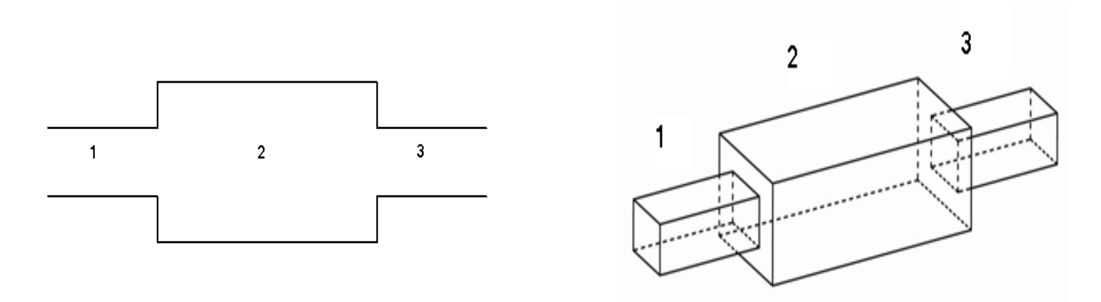
إن أهم ما يميز الأمواج الميكروية هوترددها العالي جداً (300 MHz – 300 GHz) وطول موجتها القصير جداً (1 mm – 1m)، أي إن طول الموجة الميكروية يكون من رتبة الأبعاد الهندسية للدارات والعناصر الكهربائية والإلكترونية، وبالتالي ستفقد العناصر الأساسية كالوشيعة والمكثف معناها الفيزيائي الكلاسيكي (بمعنى أن المكثف يختزن الطاقة بشكل حقل كهربائي والوشيعة بشكل حقل مغناطيسي)، لذلك كان لا بد من البحث عن عناصر أخرى في مجال الأمواج الميكروية تقوم باختزان الطاقة وتحل محل الدارات الطنينية المعروفة (L.C). تم ذلك باستخدام الأجواف الطنينية وهي عبارة عن علب مجوفة لها جدران معدنية ذات سماكة أكبر من عمق نفوذ الموجة حتى لا يتم إشعاع الطاقة إلى الوسط الخارجي المحيط وهي ذات أشكال هندسية مختلفة (متوازي مستطيلات أو أسطواني مثلاً).

3 أهمية البحث و أهدافه : Aims and Objectives

الجوف الطنيني الالكترومغناطيسي هو حجم فارغ أو مملوء بمادة عازلة محدد من خلال جدران كهربائية (وجوه معدنية أو نواقل)، أو جدران مغناطيسية (وجوه بعوازل عالية السماحية)، في الحالة الأولى يكون الجوف الطنيني المعدني، و في الحالة الثانية الجوف الطنيني العازل.

في الحالة العامة يمكن أن يأخذ الجوف الطنيني أي شكل هندسي، و لكن عملياً الغالب هو الشكل الاسطواني ذو المقطع الدائري أو متوازي مستطيلات ذو مقطع مستطيل، و يمكن الحصول على الجوف الطنيني المعدني من خلال إغلاق أدلة الموجة المعدنية المستطيلة أو الدائرية بصفائح معدنية متعامدة مع محور الدليل الطولي.

في هذا البحث سيكون الشكل المقترح للمرشح هو عبارة عن ثلاثة أدلة موجة بأبعاد مختلفة متصلة مع بعضها كما هو مبين في الشكل (1). نأخذ مجال معين من الترددات على دخل دليل الموجة الأول، كل تردد من هذه الترددات سينتشر ضمن دليل الموجة وفق أنماط مختلفة، هذه الأنماط ستنتشر ضمن دليل الموجة الأول حتى تصل إلى منطقة الانقطاع (منطقة تغير الأبعاد) وبعد منطقة الانقطاع سنميز ثلاث حالات:



الشكل (1-a): الشكل المدروس **الشكل (1-b): مقطع طولي للشكل المدروس**

قسم من هذه الأنماط سيتخامد، وقسم منها سيعبر منطقة الانقطاع وينتشر ضمن دليل الموجة الثاني (الذي يكون كما هو مبين بالشكل (1) عبارة عن جوف طنيني موصول من الطرفين بدليلي موجة متشابهين تماماً وبأبعاد أصغر)، وسيتولد لدينا أنماط جديدة تنتشر في دليل الموجة الثاني.

وستتكرر هذه الحالة في منطقة الانقطاع الثانية وسنحصل في خرج دليل الموجة الثالث (الأخير) على أنماط جديدة غير التي تم إرسالها، وبالتالي سيكون هناك ترشيح لبعض الترددات.

لتحديد خصائص هذا المرشح تم دراسة تأثير الانقطاعات على انتشار الأمواج الميكروية و ذلك بتطبيق نظرية Galerkin على منطقة الانقطاع و تم حساب مصفوفة التبعثر الكلية [S] للمرشح و دراسة علاقة معامل الإرسال T و معامل الانعكاس R مع التردد f بهدف تحديد تردد الرنين للمرشح المصمم.

تم دراسة علاقة تردد الرنين للمرشح المصمم مع بارمترات المرشح (طول الجوف الطنيني، أبعاد فتحة الانقطاع، ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة) بهدف الاستفادة منها في تحديد البارمترات المطلوبة للمرشح المصمم.

4- الخطوط العامة للأطروحة: Outlines of the Thesis

تم تقسيم الأطروحة " **تصميم مرشح ميكروي عن طريق دراسة و محاكاة عدم الاستمرارية في دليل الموجة** " إلى ستة فصول كما يلي :

الفصل الأول " **الأمواج الميكروية و خطوط النقل** " تم فيه تعريف الأمواج الميكروية و تصنيفها و ذكر أهم الخصائص التي تتميز بها هذه الأمواج و تطبيقاتها في مجالات عديدة، و قمنا بتعريف الأنواع الأساسية للخطوط و أدلة الموجة و عناصر الدارات الميكروية الأساسية.

الفصل الثاني " **المرشحات الميكروية** " ذكرنا فيه الأنواع الأساسية للمرشحات، و تعرفنا على تصميم المرشحات باستخدام (Insertion Method)، و تم تعريف مرشح بترورث و مرشح تشيبشيف، و تحدثنا فيه عن المرشحات الميكروية الشريطية و المرشحات باستخدام الخطوط المتقاربة و أدلة الموجة.

الفصل الثالث " **انتشار الأمواج الميكروية في دليل الموجة و الجوف الطنيني** " تحدثنا فيه عن شروط انتشار الأمواج في دليل الموجة المستطيل، و تم تعريف معادلات الانتشار و العلاقات المعبرة عن الحقول TE و TM في أدلة الموجة المعدنية، كما تحدثنا عن الأجواف الطنينية الالكترومغناطيسية و أنماط الانتشار الخاصة و النماذج الأساسية لهذه الأجواف.

الفصل الرابع " **الطرق المستخدمة في دراسة الانقطاع في دليل الموجة** " تعرفنا فيه و بشكل مختصر على عدة طرق مستخدمة في دراسة عدم الاستمرارية في دليل الموجة (طريقة الفروقات المحددة، طريقة Green ، الطريقة التكاملية) و ركزنا على طريقة Galerkin التي تم استخدامها و تطبيقها لدراسة منطقة الانقطاع في هذا البحث.

الفصل الخامس " **تصميم مرشح ميكروي باستخدام طريقة Galerkin في دراسة عدم الاستمرارية في دليل الموجة** " تم فيه تطبيق طريقة Galerkin على منطقة الانقطاع و تحديد تردد العمل في هذه المنطقة و مناقشة النتائج، و بعد التأكد من صحة النتائج عن طريق مقارنتها مع نتائج طرق أخرى مستخدمة في دراسة الانقطاع تم إيجاد مصفوفة التبعثر الكلية [S] للمرشح المصمم، و دراسة علاقة تردد الرنين للمرشح المصمم مع بارمترات هذا المرشح (طول الجوف الطنيني، أبعاد فتحة الانقطاع، ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة).

الفصل السادس " **النتائج و الأعمال المستقبلية** " و يتضمن ملخص للنتائج التي تم الوصول إليها في هذا البحث و الأعمال المستقبلية.

الفصل الأول

الأمواج الميكروية و خطوط النقل

Microwaves and Transmission Lines

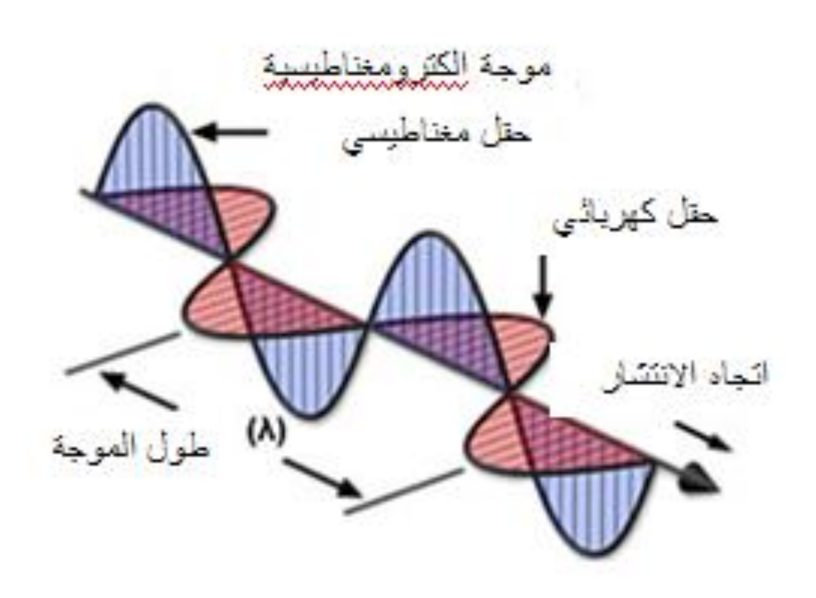
- ❖ تعريف الأمواج الميكروية
- ❖ تصنيف الأمواج الميكروية
- ❖ خصائص الأمواج الميكروية و تطبيقاتها
- ❖ الأنواع الأساسية للخطوط وأدلة الموجة
- ❖ عناصر الدارات الميكروية الأساسية

الأمواج الميكروية و خطوط النقل

Microwaves and Transmission Lines

1 1 -تعريف الأمواج الميكروية : Definition of Microwaves

الأمواج الميكروية هي أمواج الكترومغناطيسية (كهرومغناطيسية) ، ويكون ترددها ضمن المجال 300MHZ-300GHZ . يكون التردد (f) للموجة مرتبطاً بطول الموجة λ_0 في الهواء ، أو في الفراغ من خلال العلاقة ($\lambda_0 = c/f$) ، حيث (c) سرعة الضوء في الخلاء وتساوي $3 * 10^8 m/s$ ، وهو نفس سرعة انتشار الأمواج الالكترومغناطيسية في الهواء أو في الفراغ، وبالتالي تكون الأمواج الميكروية ذات طول موجة محصور بين $[1m - 1mm]$ ، وفي الشكل $(1-1)$، نبين شكل الحقل الكهربائي والحقل المغناطيسي في الموجة الالكترومغناطيسية، وطول الموجة على اتجاه الانتشار.



الشكل (1-1) : تركيبة الموجة الالكترومغناطيسية

ويمكن تصنيف الأمواج الميكروية كما يلي:

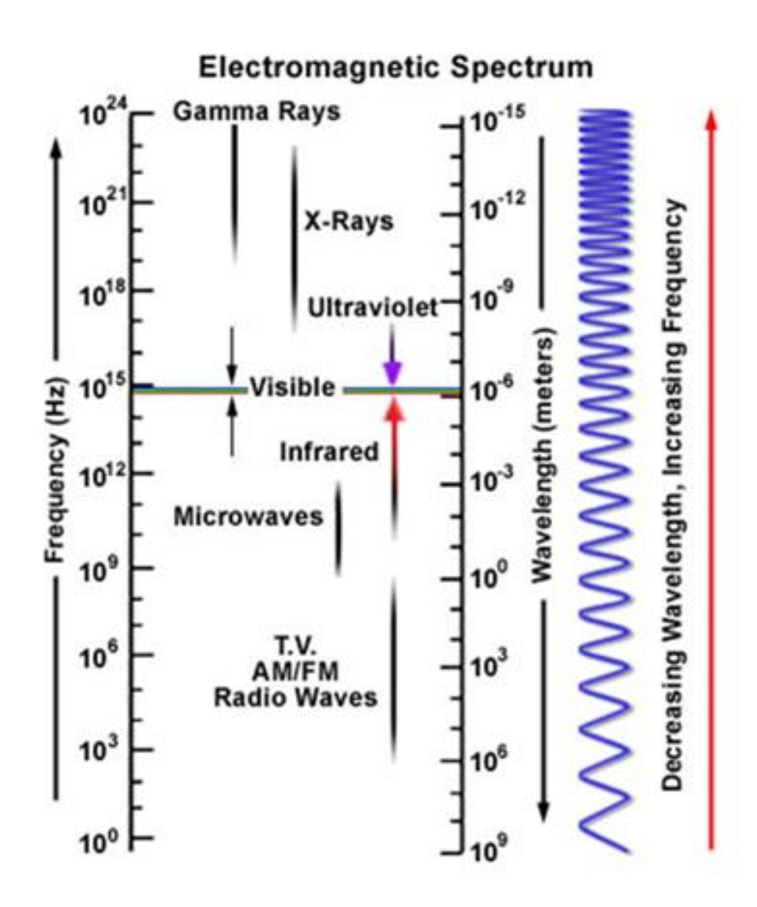
1 -ديسيمترية : ترددها بين $[300MHZ - 3GHZ]$ أي طول الموجة بين $\lambda_0 = [10dm - 1dm]$ ، حيث $1m = 10dm$

2 – سنتيمترية : ترددها بين [3GHZ – 30GHZ] أي طول الموجة بين $\lambda_0 = [10\ cm - 1cm]$ ، حيث $1dm = 10cm$

3 – ميليمترية : ترددها بين [30GHZ – 300GHZ] أي طول الموجـــــــة بين $\lambda_0 = [10mm - 1mm]$، حيث $1cm = 10mm$

و يجب أن لا ننسى أنه يمكن أن نصادف في بعض المراجع تسمية أمواج الكترومغناطيسية ميكروية وتكون أكبر من الذي ذكرناه سابقاً، أي مترية ، حيث $\lambda_0 = 3\ m$ ، أو أصغر ميليمترية، حيث $\lambda_0 = 0.3\ mm$.

وفي الشكل (1–2) ، نقوم بتوضيح مكان الأمواج الميكروية في مخطط الطيف للأمواج الكهرومغناطيسية .



الشكل (1–2) : طيف الأمواج الالكترومغناطيسية

1 2 – تصنيف الأمواج الميكروية : Classification of Microwaves

لقد تم تصنيف الأمواج الميكروية سواء من خلال أطوال موجاتها ، أو من خلال حزم معينة ، كما في الجدول التالي [1] :

الجدول (1−1) : تصنيف الأمواج الميكروية

الحزمة	أصل التسمية	الحزمة الترددية	الطول الموجي λ_0
UHF	Ultra high frequencies	300 MHz – 3000 MHz	10 dm – 1 dm
SHF	Supra high frequencies	3 GHz – 30 GHz	10 cm – 1 cm
EHF	Extra high frequencies	30 GHz – 300 GHz	10 mm – 1 mm
L	Long wave	1 GHz – 2 GHz	30 cm – 15 cm
S	Short wave	2 GHz – 4 GHz	15 cm – 7.5 cm
C	Composite between S and X	4 GHz – 8 GHz	7.5 cm – 3.75 cm
X		8 GHz – 12 GHz	3.75 cm – 2.5 cm
Ku	Kurz - Under	12 GHz – 18 GHz	2.5 cm – 1.67 cm
K	German Kurz	18 GHz – 27 GHz	1.67 cm – 1.11 cm
Ka	Kurz - above	27 GHz – 40 GHz	1.1 cm – 0.75 cm
U		40 GHz – 60 GHz	7.5 mm – 5 mm
V		60 GHz – 80 GHz	5 mm – 3.75 mm
W		80 GHz – 100 GHz	3.75 mm – 3 mm

1 3 −خصائص الأمواج الميكروية و تطبيقاتها :

Microwaves Properties and Applications

لقد أفردت الأمواج الميكروية في فرع خاص من العلوم الهندسية لما لها من خصائص مميزة عن باقي الأمواج الراديوية المعروفة (الأمواج الطويلة – الأمواج المتوسطة – الأمواج القصيرة)، و لعل أهم ما يميز الأمواج الميكروية هو : ترددها العالي جداً و طول موجتها القصير جداً، أي إن طول الموجة الميكروية

يصبح من رتبة الأبعاد الهندسية للدارات و العناصر الكهربائية الالكترونية، و إن من أهم خصائص الأمواج الميكروية :

- تجميع الأمواج الميكروية المشعة في حزمة ضيقة.
- انتشار الأمواج الميكروية على خط مستقيم.
- نفوذ الأمواج الميكروية عبر الغلاف الجوي.
- تقارب قيمة كم الطاقة التي تحملها الأمواج الميكروية من رتبة الفارق بين مستويات الطاقة للذرة (خصوصاً في المجال السنتيمتري و الميليمتري).
- وجود تأثير بيولوجي للأمواج الميكروية على الانسان.

يحدد مجمل هذه الخصائص مجالات الاستخدام الواسعة للأمواج الميكروية و لنذكر على سبيل المثال أهم هذه المجالات :

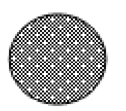
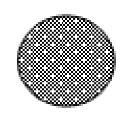
في هندسة الرادار هناك استخدام مباشر لخاصية التجميع في حزمة ضيقة و الانتشار المستقيم للأمواج بالإضافة إلى تصغير أبعاد الهوائي و حجم المحطة نسبياً، و في علم الفلك الراديوي و الاتصالات عبر الأقمار الصناعية استخدام مباشر لخاصية النفوذ عبر الغلاف الجوي و إمكانية توضع عدد أكبر من الأقنية، و في العلاج الطبي يستفاد من الأثر البيولوجي الذي يتضمن نفوذ الأمواج الميكروية عبر أنسجة جسم الانسان مما يؤدي إلى تسخين هذه الأنسجة، و هناك تطبيقات عديدة في مجال الالكترونيات الصناعية حيث يستخدم الأثر الحراري للأمواج الميكروية في المعالجة الحرارية للمواد، في التعقيم، في التجفيف، في لحام المواد البلاستيكية، في تقسية البيتون و في استخدامات عديدة، بالاضافة إلى التحكم الآلي عن بعد و غيرها من التطبيقات الوسعة.

1-4- الأنواع الأساسية للخطوط وأدلة الموجة [2] :

The Principal Types of Lines of Transmission and Wave Guides

- **الناقل الثنائي المزدوج :**

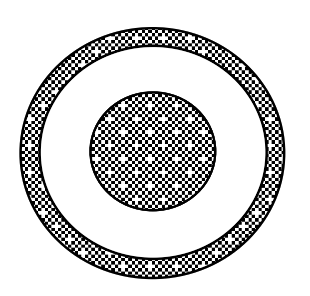
وهو النموذج الأول الذي استعمل للاتصالات التلفونية والبرقية، الناقلان يكونان على مسافة ثابتة بواسطة حوامل عازلة متوضعة بشكل منتظم، باستخدام ناقلين والمسافة الفاصلة بينهما كعازل تكون من الهواء يكون التضعيف قليلاً جداً ، ويسمح بالاتصال إلى مسافات تبلغ العشرات من الكيلومترات وبدون أي تضخيم، وفي الشكل (1-3) نلاحظ الخط الثنائي المزدوج.

الشكل (1−3) : الخط الثنائي المزدوج

- **الكابل المحوري :**

وهو أكثر تطوراً من السابق ، لأن الغلاف الخارجي يلعب دوراً في الحماية للناقل الداخلي ويفصله عنه عازل اسطواني، وبنفس الوقت يلعب دور الأرضي ، كما في الشكل (1−4) . ويجب أن يبقى الناقل الداخلي محافظاً على مكانه في مركز الناقل الخارجي ، يغطي هذا النوع من الخطوط مجالا" واسعاً من الترددات ، ولذلك يمكن أن ينقل الكثير من الرسائل بنفس الوقت، على أن تكون مرسلة على ترددات محسوبة مسبقاً.



الشكل (1−4) : الكابل المحوري

ويتعلق التضعيف في الكابل المحوري بنوع العازل المستخدم، ولذلك في الوقت الحالي يتم الحصول على أكبال محورية خالية تقريباً من التضعيف ، وذلك بفضل الحصول على أنواع ممتازة من العوازل مثل البوليتيلين والتيفلون.

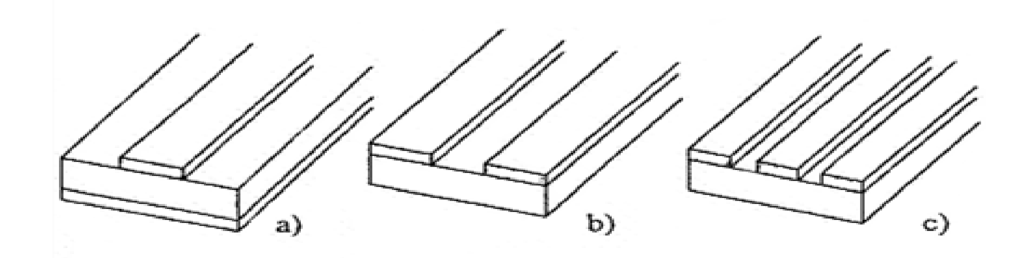
- **الخطوط الشريطية والشقية : Micro strip Lines and Slot Lines**

وتتمثل الأنواع الأساسية لهذه الخطوط بالتالي :

− الخط الشريطي"micro strip" : والذي يتضمن طبقة من العازل ، ويكون أحد وجوهها مطلياً و بشكل كامل بالمعدن ، ويكون شريطا" معدنيا" في الجهة الأخرى، كما في الشكل(1−5−a) .

− الخط المشقوق(فتحة) "slot line": في هذا النوع يكون الناقلان المكونان للخط في نفس الجهة من الطبقة العازلة ، كما في الشكل (1−5−b) .

– الخط المستوي أو الشرائحي "coplanar line" : ويتشكل من ثلاثة نواقل معدنية، وتكون بجهة واحدة من الطبقة العازلة ، ويفصل بينها شقان ، كما في الشـــكل (1–5–c) .

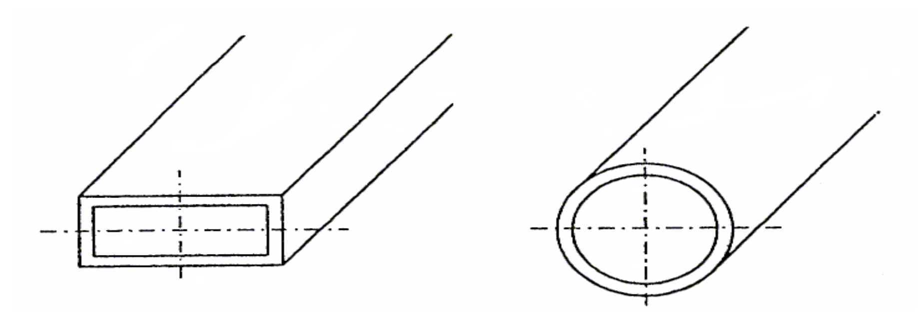


الشكل (1–5) : a– الخط الشريطي ، b– الخط المشقوق ، c – الخط المستوي

وتفتح هذه الخطوط الباب واسعاً أمام التقنيات الدقيقة والرخيصة الثمن للدارات المطبوعة .

- **أدلة الموجة المعدنية "metallic wave guides":**

وهي عبارة عن أنابيب معدنية، ذات مقطع عرضاني دائري أو مستطيل ، كما في الشكل (1–6) ، وتكون مملوءة بشكل عام بالهواء .



الشكل (1–6) : أدلة الموجة المعدنية ، المستطيلة والدائرية

إن الأبعاد الهندسية العرضية لأدلة الموجة هي التي تلعب الدور في مرتبة طول الموجة، ولذلك تستعمل عموماً في الترددات الميكروية، في المجال بين 90GHz و 3GHz .

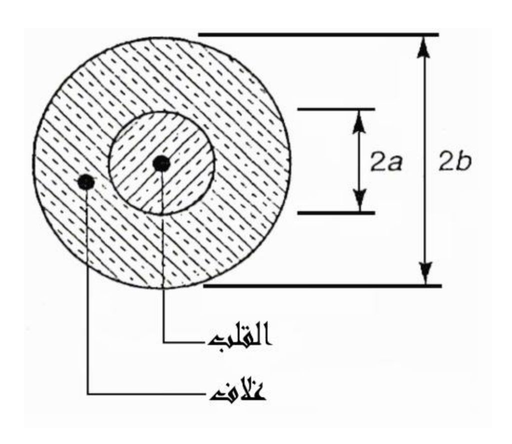
ويكون الضياع أو التضعيف صغيراً جداً في أدلة الموجة المعدنية ، وذلك لأنها :

– تستخدم الهواء كعازل ، أي أن خواص العازل تكون جيدة .

– إن النواقل أي المقاطع تكون نسبيا" كبيرة ، وتسبسب فقدا" صغيراً جداً بتأثير جول ، وفي الحالات الحساسة يتم طلاؤه من الداخل بالذهب أو الفضة ، وبشكل عام صناعته سهلة جداً ، ويقدم عزلاً تاماً للموجة المنتقلة .

- **أدلة الموجة العازلة "dielectric wave guides":**

ويتكون القسم المركزي لهذه الأدلة من عازل يسمى بالقلب ، ويحيط به عازل آخر ويسمى بالجوف أو الغلاف، كما في الشكل (1–7)، والذي تكون سما حية العازل له نسبياً أصغر من القلب. إن انتشار الأمواج يتم من خلال الانعكاسات المتعاقبة بين العازلين، وبنفس الطريقة كما في الدليل الموجي المعدني، حيث يتم الانعكاس بين العازل والمعدن، ونجد في الترددات البصرية عوازلاً ، مثل السيليس ومشتقاته ، وهذه تقدم ضياعات قليلة جداً، وتكون أقل من ديسيبل بالكيلو متر، ولذلك أعطي اسم الليف البصري إلى الأدلة التي تستخدم هذه الترددات.



الشكل (1–7) : دليل موجة عازل

إن قطر القلب يتراوح بين بضعة مايكرونات في الوحيد النمط، وبضعة عشرات من الميكرون ونقول عنه في هذه الحالة متعدد الأنماط، ولذلك نصادف صعوبة في تصنيعه وفي ربطه، ومن جهة أخرى فان العوازل المستعملة تكون سهلة المنال وبأسعار رخيصة جداً .

1 5 –عناصر الدارات الميكروية الأساسية : Microwaves Circuits Elements

في مجال الأمواج الميكروية تكون الأبعاد الهندسية للأجسام المادية أصغر أو من رتبة طول الموجة، أي تتحقق العلاقة : $D \leq \lambda$ حيث D تمثل البعد الهندسي الأكبر للجسم المدروس [3].

و بالتالي ستفقد العناصر الأساسية كالوشيعة و المكثف معناها الفيزيائي الكلاسيكي (بمعنى أن المكثف يختزن الطاقة بشكل حقل كهربائي و الوشيعة بشكل حقل مغناطيسي) فالوشيعة مثلاً تتميز بعامل تحريض مغناطيسي L و سعات كهربائية طفيلية بين حلقات (لفات) الوشيعة C_0 و قد كنا نهمل أثر وجود هذه السعات في مجال الترددات الراديوية العادية، أي نعتبر أن القدرة مختزنة بشكل حقل مغناطيسي فقط، ولكن تأثير هذه السعات الطفيلية يظهر بشكل واضح في مجال الأمواج الميكروية حيث يؤدي إلى قصر اللفات، وبالتالي يصبح سلوك

الوشيعة سعوياً، أي اختزان للطاقة بشكل حقل كهربائي، وبنفس الطريقة يمكن مناقشة سلوك المكثف، وبالنتيجة فإن الوشيعة والمكثف يفقدان المفهوم الكلاسيكي.

لوأخذنا الدارة الطنينية المؤلفة من وشيعة ذات عامل تحريضي مغناطيسي (L)، ومن مكثف ذي سعة كهربائية (C)، وبالنظر إلى العلاقة المعروفة التي تعطي التردد الطنيني (ω_0):

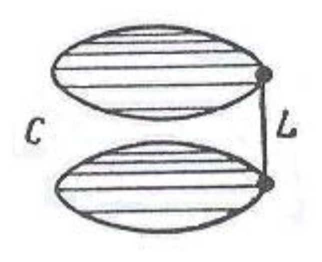
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L.C}}$$

فإننا نستطيع أن نقول: بأنه للحصول على ترددات (عالية جداً) تقع في مجال الأمواج الميكروية، يجب أن تكون (L) و (C) ذات قيم صغيرة جداً، مما يؤدي إلى انخفاض عامل الجودة للدارة الطنينية، وكذلك انخفاض مستوى القدرة التي يمكن استيعابها في الدارة.

لذلك كان لابد من البحث عن عناصر أخرى في مجال الأمواج الميكروية تقوم باختزان الطاقة و تحل محل الدارات الطنينية (L.C) المعروفة، وتم ذلك باستخدام الأجواف الطنينية التي عبارة عن علب مجوفة لها جدران معدنية ذات سماكة أكبر من عمق نفوذ الموجة الميكروية حتى لا يتم إشعاع الطاقة إلى الوسط المحيط، وذات أشكال هندسية مختلفة. (بشكل متوازي المستطيلات، أو اسطواني).

و يمكن اشتقاق هذه الأجواف من العناصر الاعتيادية (L ، C).

فمثلاً لو أخذنا صفيحتين مستويتين بشكل أقراص وتشكلان مكثف له سعة (C)، و وصلنا هاتين الصحيفتين بسلك مفرد له عامل تحريض مغناطيسي (L) فنحصل على دارة طنينية عادية (L ، C). وبزيادة عدد الأسلاك إلى اللانهاية نحصل على الجوف الطنيني الاسطواني، كما هو مبين في الشكل (1–8).





الشكل (1–8) : اشتقاق الجوف الطنيني الاسطواني من دارة (L.C)

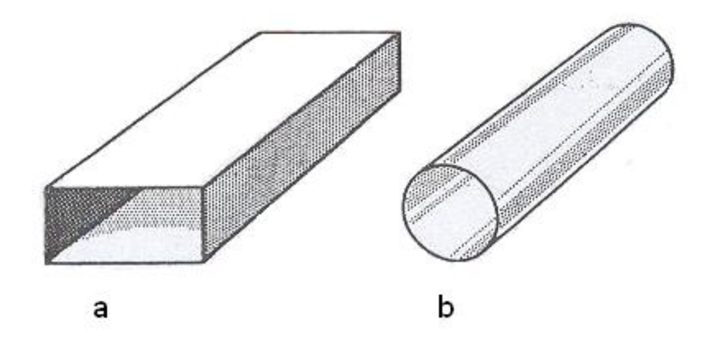
لنناقش استخدام خط إرسال ذي ناقلين في مجال الأمواج الميكروية، سيتصرف مثل هذا الخط في مجال الأمواج الميكروية كعنصر مشع للأمواج المنتشرة، أي سيكون هناك ضياع بالإشعاع، ويزداد هذا

الضياع كلما زاد التردد، وكذلك تنخفض الصلابة الكهربائية بزيادة التردد (مفهوم الصلابة الكهربائية مرتبط بمقدار الاستطاعة الأعظمي التي يمكن أن يستوعبها الخط دون أن يحدث الانهيار بين الناقلين (الشرارة) والتي تدعى باستطاعة الانهيار) بالإضافة إلى أنها تحتاج إلى أدوات لحملها وتثبيتها مما يؤدي إلى حصول انعكاس في القدرة، لذلك لا نجد استخداماً لمثل هذه الخطوط في إرسال القدرة في مجال الأمواج الميكروية ابتداء من المجال الديسيمتري.

أما خط الإرسال ذو الناقلين والمسمّى بالكابل المحوري (Coaxial Line) (وهو عبارة عن ناقل داخلي أسطواني يحيط به ناقل خارجي أسطواني بشكل نسيج (شبك) معدني ويفصل بين الناقلين وسط عازل ويكون للناقلين نفس المحور الأسطواني) فإنه أكثر ملاءمة لإرسال القدرة في مجال الأمواج الميكروية لعدم وجود ظاهرة الضياع بالإشعاع إلى الوسط المحيط، لأن الناقل الخارجي يمنع انتشار القدرة إلى الوسط المحيط (إذا كانت سماكته أكبر من عمق النفوذ للموجة)، ولكن تقابلنا هنا بعض المصاعب مثل عدم قساوة النواقل المعدنية لهذه الخطوط، مما يتطلب إدخال أقراص من مواد عازلة بين الناقلين لتدعيمهما، أو حتى ملء كل المجال بين الناقلين بمادة عازلة، وهذا يؤدي إلى ضياعات في القدرة في المادة العازلة، ويخلق بعض الصعوبات في إجراء التوافق بين الحمولة والخط والمنبع، بالإضافة إلى حدوث انعكاسات ناتجة عن نقاط عدم التجانس على طول الخط، كما أنه من الممكن أن يحدث اهتزازات ميكانيكية بين الناقلين، مما يغير الخصائص الكهربائية للخط، وكذلك يزداد الضياع في المعدن والمادة العازلة بزيادة التردد في هذه الخطوط، مما يؤدي إلى تخامد الموجة المنتشرة، أما بالنسبة لاستطاعة الانهيار فهي منخفضة بشكل عام نظراً لقرب الناقلين من بعضهما، وتنقص بزيادة التردد.

نستطيع القول بأنه في حالة الاستطاعات المنخفضة يمكن غض النظر عن مفهوم الصلابة الكهربائية، ولهذا يمكن استخدام الكابل المحوري حتى طول موجة أصغري $\lambda = (1 - 3)$ cm ، أما في حالة الاستطاعة العالية فيمكن استخدام الكابل المحوري حتى طول موجة ليس أقل من $\lambda = 10$ cm.

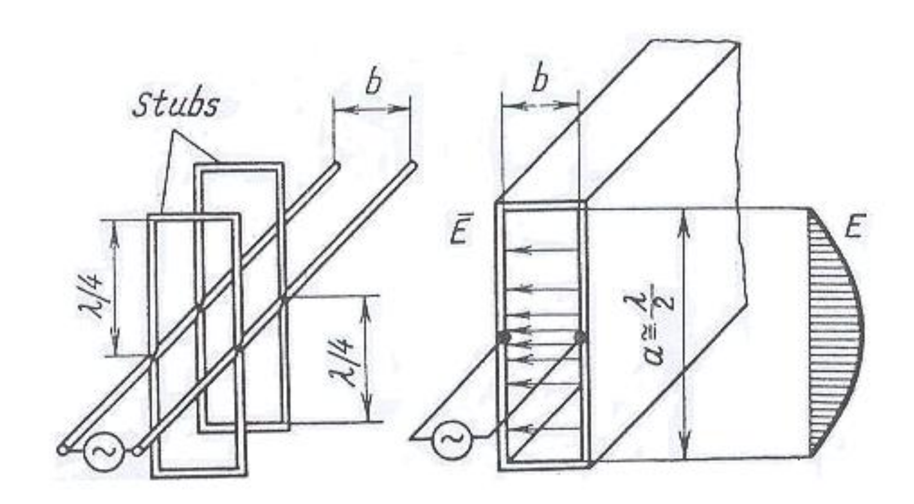
وهكذا نجد أنه في مجال الأمواج الميكروية نحن بحاجة إلى خطوط إرسال تقل فيها الضياعات سواء في المعدن أو الوسط العازل بين النواقل، وهذا ما تم الحصول عليه باستخدام أدلة الموجة وهي عبارة عن أنابيب معدنية جدرانها ذات سماكة أكبر من عمق نفوذ الموجة، وتنتشر القدرة ضمنها على شكل أمواج كهرومغناطيسية، وتكون عادة بمقطع عرضاني كهربائي قائم الزوايا (مربع أو مستطيل) أو تكون بمقطع عرضاني دائري كما هو مبين في الشكل (1–9).



الشكل (1−9) : أدلة الموجة: بمقطع مستطيل(a) ، بمقطع دائري(b)

و يمكن اشتقاق دليل الموجه من خط ذي ناقلين:

من أجل ذلك نتصور خط إرسال ذي ناقلين كما في الشكل (1−10)، لو وضعنا تفريعة معدنية عرضانية على الطرف الأعلى للخط وبطول ربع الموجة $L = \frac{\lambda}{4}$ ومقصورة في نهايتها، وباعتبار ممانعة دخل هذه التفريعة ($Z_i = \infty$) فإن القدرة لن تتفرع فيها، وكذلك يمكن وضع تفريعه مماثلة من الأسفل، فإذا زدنا عدد هذه التفريعات إلى اللانهاية فإننا نحصل على دليل موجه ذي مقطع مستطيل (طبعاً هذا لا يعني أن يكون البعد $a = \frac{\lambda}{2}$ دوماً).



الشكل (1−10) : اشتقاق دليل الموجة من خط ذي ناقلين

ولعل أهم مزايا دليل الموجه هي:

- بساطة صنعه.
- تمتعه بقساوة جيدة.
- سهولة تأمين التجانس على طوله.

- كذلك عدم وجود ضياع بالإشعاع إلى الخارج (لأن سماكة الجدران أكبر من نفوذ الموجه).
- بالإضافة إلى عدم وجود ناقل داخلي بالمقارنة مع الكابل المحوري، أي لن تكون هناك حاجة لدعائم من مواد عازلة، وسيكون الضياع في المعدن أقل لعدم وجود الناقل الداخلي ذي المقطع الصغير وبكثافة تيار عالية نسبياً.

إن البنية المختلفة لدليل الموجه عن الخط ذي الناقلين تجعل تحليل الحوادث الفيزيائية في دليل الموجه مختلفاً عنه في حال الخط ذي الناقلين، ولعل أهم فارق هو دراسة دليل الموجه عن طريق مفهوم شدة الحقل الكهربائي (E) وشدة الحقل المغناطيسي (H)، وليس بمفهوم موجه الجهد (V)، والتيار (I) كما في حالة الخط ذي الناقلين.

الفصل الثانـي

المرشحات الميكرويـة

Microwave Filters

- ❖ الأنواع الأساسية للمرشحات
- ❖ تصميم المرشحات الميكروية باستخدام (Insertion Method) :
- ❖ مرشح بترورث
- ❖ مرشح تشيبشيف
- ❖ المرشحات الميكرويـة الشريطية أو الشقية
- ❖ المرشحات الميكروية باستخدام الخطوط المتقاربـة
- ❖ المرشحات الميكروية باستخدام أدلـة الموجـة

المرشحات الميكروية

Microwave Filters

2-1- مقدمة : Introduction

الغرض من المرشح هو تمرير الإشارة ضمن حزمة من الترددات دون تضعيف أو انعكاس، وتضعيف باقي الإشارات الواقعة خارج هذه الحزمة، تسمى حزمة الترددات التي نحصل عليها في خرج المرشح و التي تمر بدون تضعيف أو انعكاس بحزمة التمرير، وتسمى حزمة الترددات التي يتم تخميدها أو تضعيفها بحزمة المنع.

بشكل عام يعمل المرشح على إعطاء تخميد أعظمي للترددات الواقعة في حزمة المنع و تخميد أصغري (مثالياً صفر) للترددات الواقعة في حزمة التمرير.

2-2- الأنواع الأساسية للمرشحات : General Classes of Filter

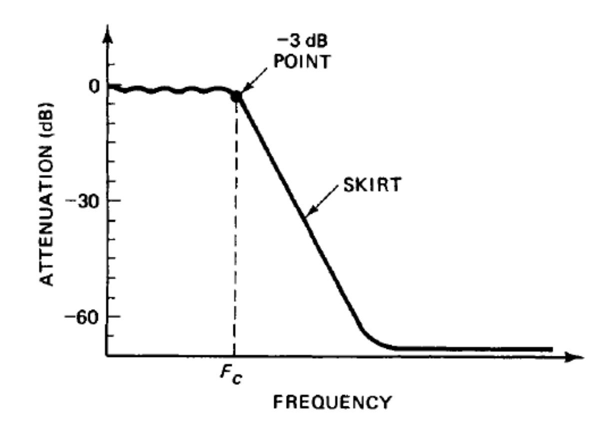
لدينا أربع أنواع أساسية للمرشحات: مرشح تمرير منخفض LPF ، مرشح تمرير عالي HPF ، مرشح تمرير حزمة BPF ، مرشح منع حزمة BSF [4] .

2-2-1- مرشح التمرير المنخفض : Low Pass Filter

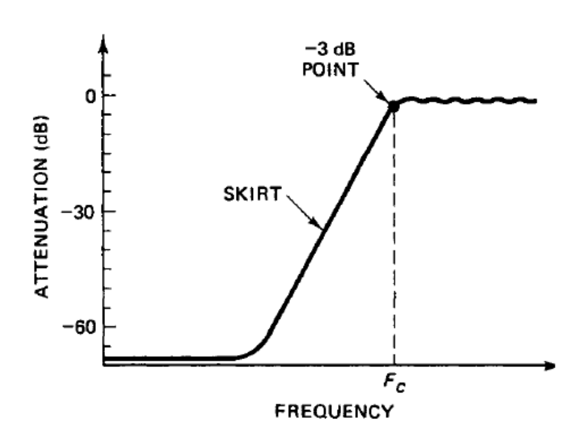
يبين الشكل (2-1) خصائص هذا المرشح، ويظهر بوضوح أن مرشح التمرير المنخفض يمرر الترددات من الصفر (DC) و حتى تردد F_C يسمى تردد القطع (ويساوي إلى قيمة التردد عند dB 3-)، و نلاحظ أن التخميد يزداد بعد تردد القطع حتى يصل إلى قيمة أعظمية لحزمة المنع.

2-2-2- مرشح التمرير العالي : High Pass Filter

يبين الشكل (2-2) خصائص هذا المرشح، حيث يمنع هذا المرشح مرور الترددات من الصفر (DC) و حتى تردد القطع F_C، و نلاحظ أن التخميد يكون أصغرياً بعد تردد القطع.



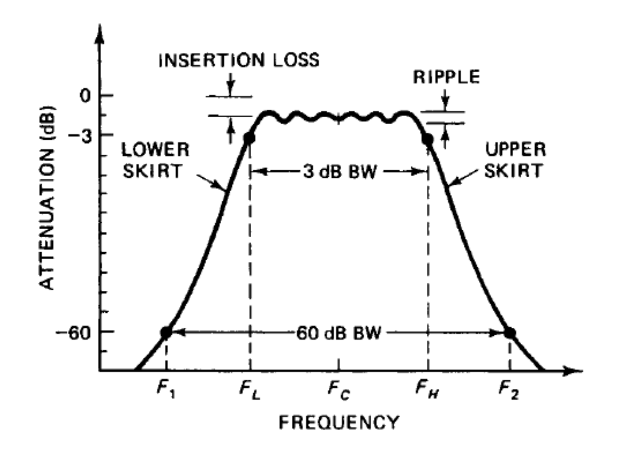
الشكل (2−1) : منحني الاستجابة الترددية لمرشح التمرير المنخفض



الشكل (2−2) : منحني الاستجابة الترددية لمرشح التمرير العالي

2−2−3− مرشح تمرير حزمة : Band Pass Filter

من الشكل (2−3) نلاحظ أن التخميد يكون أصغرياً لحزمة التمرير، و تكون حزمة التمرير مساوية إلى الفرق بين تردد القطع الأعلى (F_H) و تردد القطع الأدنى (F_L).



الشكل (2−3) : منحني الاستجابة الترددية لمرشح تمرير حزمة

معامل الشكل (Shape Factor) يعطى بالعلاقة :

$$SF = \frac{F_2 - F_1}{F_H - F_L} \qquad (1\text{-}2)$$

حيث F_1 ، F_2 قيمة التردد عند (‎-60 dB).

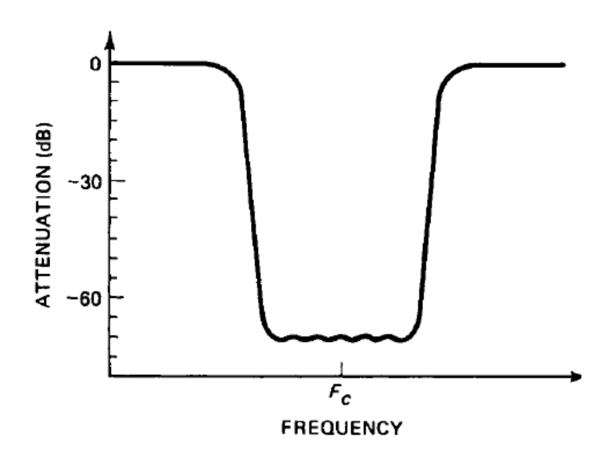
معامل الجودة (Quality Factor) يعطى أيضاً بالعلاقة :

$$Q = \frac{F_c}{F_H - F_L} \qquad (2\text{-}2)$$

ويعتبر معامل الشكل SF و معامل الجودة Q من البارمترات الهامة التي يجب أخذها بعين الاعتبار عند تصميم المرشحات.

2-2-4- مرشح منع حزمة : Band Stop Filter

و تكون خصائص هذا المرشح عكس خصائص مرشح تمرير الحزمة كما هو مبين في الشكل (2-4)، حيث نلاحظ بأن التخميد يكون أعظمياً لحزمة المنع.



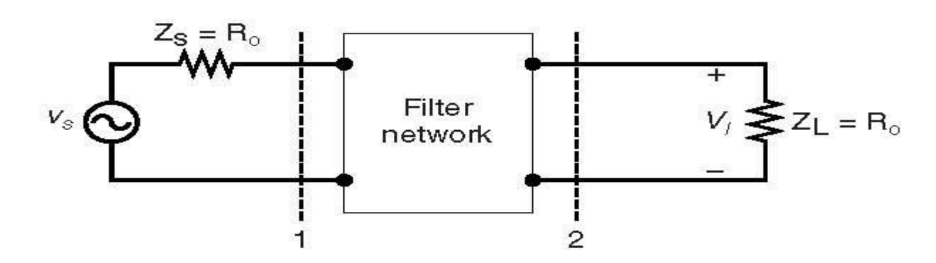
الشكل (2-4) : منحني الاستجابة الترددية لمرشح منع حزمة

2-3- مرشحات الأمواج الميكروية : Microwave Filters

في مجال الترددات التي تكون أدنى من حزم ترددات الأمواج الميكروية فإن المرشحات عادة تصمم باستخدام عناصر الملفات و المكثفات (L , C)، في مجال الترددات الميكروية (في مجال حزم الترددات المنخفضة للأمواج الميكروية) يمكن أيضاً استخدام عناصر الملفات و المكثفات لتصميم المرشحات، و يمكن تنفيذ المرشحات باستخدام عناصر الخطوط الشريطية أو الشقية، و أيضاً باستخدام أدلة الموجة و الأجواف الطنينية.

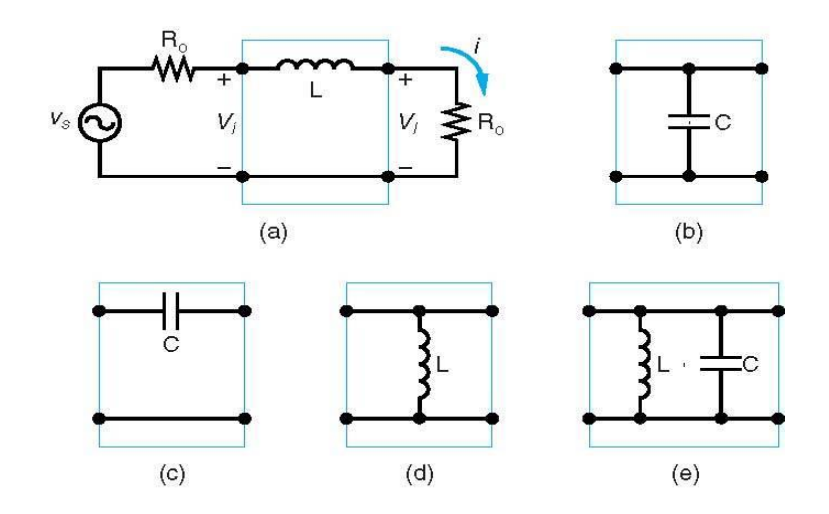
2-3-1- تصميم المرشحات الميكروية باستخدام (Insertion Method) :

يبين الشكل (2-5) شبكة المرشح في نظام ممانعته Z_0 .



الشكل (2-5) : شبكة المرشح في نظام ممانعته Z_0

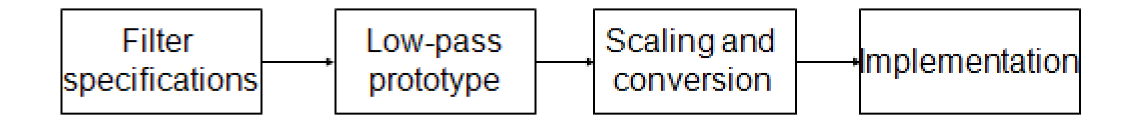
كما يبين الشكل (2-6) عناصر الأنواع الأساسية للمرشحات.



الشكل (2-6) : عناصر الأنواع الأساسية للمرشحات:

(a) و (b) مرشح تمرير منخفض، (c) و (d) مرشح تمرير عالي، (e) مرشح تمرير حزمة

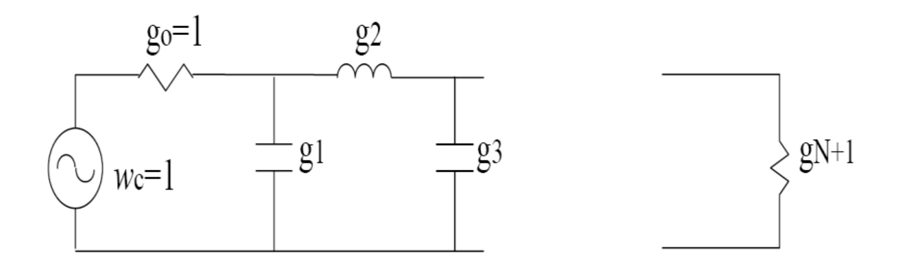
إحدى الطرق المعتمدة في تصميم المرشحات هي (Insertion Method) و يكون لها المخطط العام المبين في الشكل (2-7):



الشكل (2-7) : المخطط العام لطريقة (Insertion Method)

الخطوة الأولى في تصميم المرشح هي تحديد قيم عناصر النموذج الأساسي (Prototype Filter) و الذي منه يتم الحصول على المرشح المطلوب [5].

النموذج الأساسي هو عبارة عن مرشح تمرير منخفض بتردد زاوي $\omega_c = 1 \text{ rad/sec}$ و ممانعتي دخل و خرج تساوي كل منهما $1\,\Omega$ ، كما هو مبين في الشكل (2−8).



الشكل (2−8) : النموذج الأساسي لتصميم المرشحات باستخدام (Insertion Method)

من النموذج الأساسي و للحصول على ممانعات الدخل و الخرج المطلوبة للمرشح المصمم (غير $1\ \Omega$)، نقوم بضرب قيم المقاومات و الملفات بالمعامل المناسب و تقسيم قيم المكثفات على نفس المعامل (و لن يؤثر ذلك على منحني الاستجابة الترددية).

2−3−1−1− الحصول على مرشح تمرير منخفض من النموذج الأساسي :

Low-pass to Low-pass Transformation

لتغيير التردد الزاوي للنموذج الأساسي من 1 rad/sec إلى $\omega_c \text{ rad/sec}$ نقوم بتقسيم قيم كل الملفات و المكثفات على ω_c كما هو مبين في الشكل (2−9)، (و لن يؤثر ذلك على منحني الاستجابة الترددية و سيغير فقط من قيمة تردد القطع).

Normalised Low-pass → Required Low-pass

R_n → $R = R_n$

L_n → $L = L_n/\omega_C$

C_n → $C = C_n/\omega_C$

الشكل (2−9) : الحصول على مرشح تمرير منخفض من النموذج الأساسي

2-3-1-2- الحصول على مرشح تمرير حزمة من النموذج الأساسي :

Low-pass to Band-pass Transformation

في هذه الحالة نريد تغيير منحني الاستجابة الترددية للنموذج الأساسي من مرشح تمرير منخفض بتردد زاوي من 1 rad/sec إلى مرشح تمرير حزمة بترددين زاويين ω_1 و ω_2 ، و يتم ذلك باستبدال كل ملف في النموذج الأساسي بدارة طنينية تسلسلية و كل مكثف بدارة طنينية تفرعية كما هو مبين في الشكل (2-10).

Normalised Low-pass

Band-pass

R_n → $R = R_n$

L_n → $L_n/\Delta\omega$ $\Delta\omega/(\omega_0^2 L_n)$

C_n → $\Delta\omega/(\omega_0^2 C_n)$ $C_n/\Delta\omega$

الشكل (2-10) : الحصول على مرشح تمرير حزمة من النموذج الأساسي

حيث : ω_1 و ω_2 طرفي حزمة التمرير

ω_0 التردد المركزي الزاوي و يساوي $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$

$\Delta\omega$ عرض حزمة التمرير و يساوي $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$

2-3-1-3- الحصول على مرشح منع حزمة من النموذج الأساسي :

Low-pass to Band-stop Transformation

في هذه الحالة نريد تغيير منحني الاستجابة الترددية للنموذج الأساسي من مرشح تمرير منخفض بتردد زاوي من 1 rad/sec إلى مرشح منع حزمة بترددين زاويين ω_1 و ω_2 ، و يتم ذلك باستبدال كل ملف في النموذج الأساسي بدارة طنينية تفرعية و كل مكثف بدارة طنينية تسلسلية كما هو مبين في الشكل (2-11).

الشكل (2−11) : الحصول على مرشح منع حزمة من النموذج الأساسي

حيث : ω_1 و ω_2 طرفي حزمة المنع

ω_0 التردد المركزي الزاوي و يساوي $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \, \omega_2}$

$\Delta\omega$ عرض حزمة التمرير و يساوي $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$

2−3−1−4− الحصول على مرشح تمرير عالي من النموذج الأساسي :

Low-pass to High-pass Transformation

في هذه الحالة نريد تغيير منحني الاستجابة الترددية للنموذج الأساسي من مرشح تمرير منخفض بتردد زاوي من $1 \ \mathrm{rad/sec}$ إلى مرشح تمرير عالي بتردد زاوي ω_c ، و يتم ذلك باستبدال كل ملف في النموذج الأساسي بمكثف و كل مكثف بملف كما هو مبين في الشكل (2−12).

الشكل (2−12) : الحصول على مرشح تمرير عالي من النموذج الأساسي

2-3-2- مرشح بترورث Butterworth Filter :

يعطى منحني الاستجابة الترددية للنموذج الأساسي لمرشح بترورث (مرشح تمرير منخفض) بالعلاقة:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\omega^{2n}} \qquad (3-2)$$

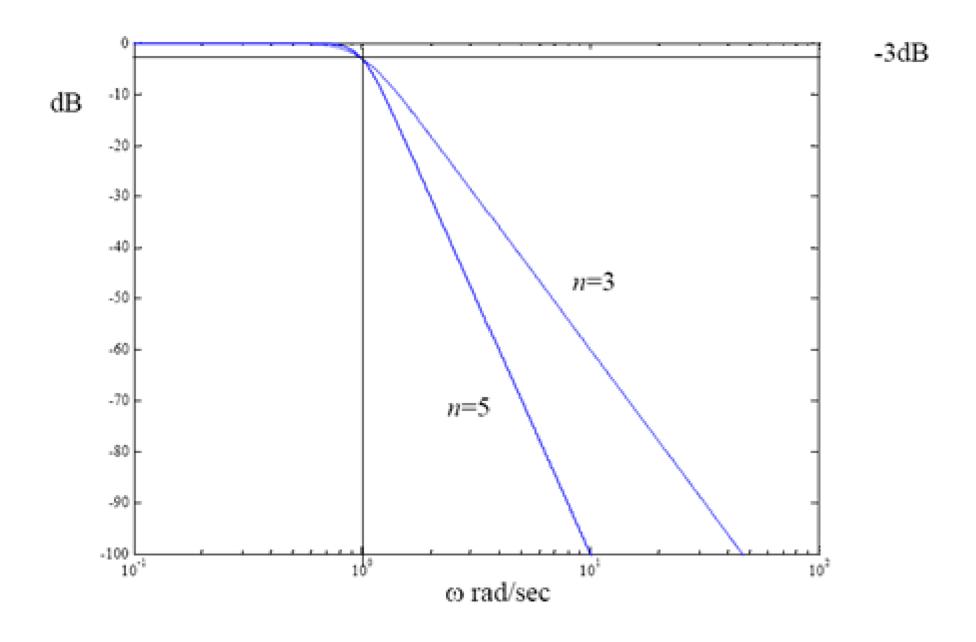
حيث n هي مرتبة المرشح

$$\omega = 0 \quad \Rightarrow \quad |H(j\omega)|^2 = 1 \qquad (0\ \mathrm{dB})$$

$$\omega = 1 \quad \Rightarrow \quad |H(j\omega)|^2 = 0.5 \qquad (-3\ \mathrm{dB})$$

$$\omega \gg 1 \quad \Rightarrow \quad |H(j\omega)|^2 = \frac{1}{\omega^{2n}}$$

الشكل (2-13) يبين منحني الاستجابة الترددية لمرشح بترورث (النموذج الأساسي).



الشكل (2-13) : منحني الاستجابة الترددية لمرشح بترورث

2-3-2-1- قيم عناصر النموذج الأساسي لمرشح بترورث :

Element Values for Prototype Butterworth Filter

من أجل تصميم مرشح بترورث و قبل تحقيق ملاءمة الممانعة للدخل و الخرج و استبدال العناصر للحصول على المرشح المطلوب علينا أولاً تحديد قيم العناصر للنموذج الأساسي، و يتم ذلك بالاستعانة بجداول محددة (الجدول (2-1)) أو باستخدام قوانين حسابية [5].

الجدول (2-1) : قيم عناصر النموذج الأساسي لمرشح بتروورث

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

2-3-2-2- خصائص مرشح بتروورث : Properties of Butterworth Filter

- التخميد عند تردد القطع يساوي إلى 3 dB .
- مرتبة مرشح بتروورث تحدد انحدار منحني القطع .
- انحدار منحني القطع يعطى بالعلاقة:

$$K_d = -20n\ dB/decade \quad \text{أو} \quad K_0 = -6n\ dB/octave$$

2-3-2-3- خطوات تصميم مرشح بتروورث : Design Steps of Butterworth Filter

قبل البدء بتصميم المرشح علينا تحديد مواصفات المرشح المطلوب التالية :

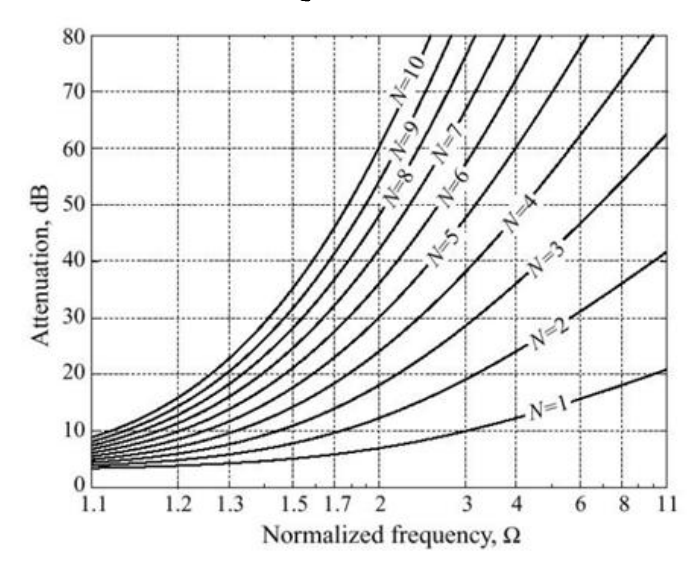
- تحديد ممانعات الدخل و الخرج المطلوبة .
- تحديد نوع الاستجابة الترددية المطلوبة (مرشح تمرير منخفض LP ، مرشح تمرير حزمة BP ، مرشح منع حزمة BS ، مرشح تمرير عالي HP).
- تحديد تردد القطع.
- تحديد انحدار منحني القطع الأصغري.

و بعد ذلك يمكننا إجراء الحسابات التالية:

- حساب مرتبة المرشح n .
- حساب قيم عناصر النموذج الأساسي و ذلك عن طريق الاستعانة بالجداول أو القوانين الحسابية.
- ملاءمة ممانعات الدخل و الخرج.

- استبدال عناصر النموذج الأساسي بالعناصر المناسبة.

الشكل (2–14) يبين منحنيات الاستجابة الترددية لمرشح بترورث حسب مرتبة المرشح



الشكل (2–14) : منحنيات الاستجابة الترددية لمرشح بترورث حسب مرتبة المرشح

2–3–3– مرشح تشيبشيف : Chepshev Filter

يعطى منحني الاستجابة الترددية لمرشح تشيبشيف بالعلاقة [5] :

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 C_n^2(\omega)} \qquad (4-2)$$

حيث : ε هو بارمتر يحدد مقدار التموج في حزمة التمرير.

$C_n(\omega)$ عبارة عن تابع للتردد وفق المرتبة n (Chepshev Polynormial) كما هو مبين بالجدول(2–2).

الجدول (2–2) : $C_n(\omega)$ حسب مرتبة المرشح n

Order n	Chebyshev Polynomial $C_n(\omega)$
0	1
1	ω
2	$2\omega^2$
3	$4\omega^3 - 3\omega$
4	$8\omega^4 - 8\omega^2 + 1$
5	$16\omega^5 - 20\omega^3 + 5\omega$
6	$32\omega^6 - 48\omega^4 + 18\omega^2 - 1$

معامل التموج P في حزمة التمرير يعطى بالعلاقة :

$$P = 10\log(1+\varepsilon^2) \quad dB \qquad (5-2)$$

معامل التخميد α في حزمة المنع يعطى بالعلاقة :

$$\alpha = 20\log(\varepsilon) + 6\,(n-1) + 20\,n\log(\omega) \quad dB \qquad (6-2)$$

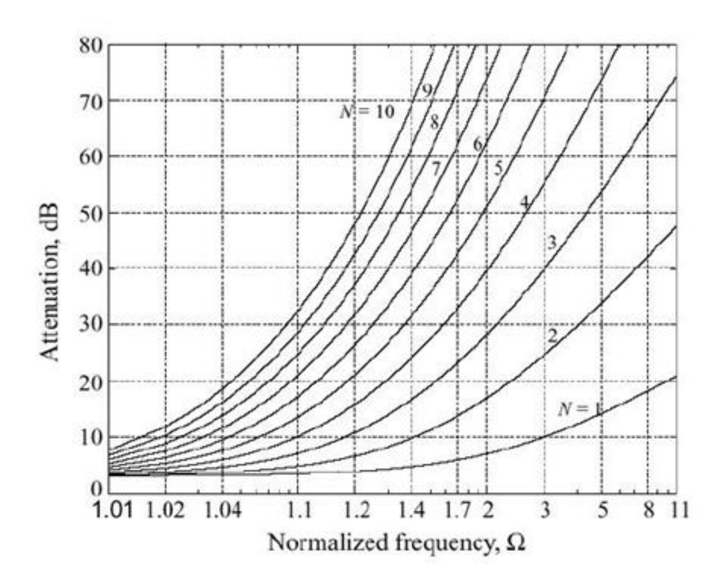
و عند الترددات الزاوية الأكبر من 1 rad/sec يكون :

$$\alpha = 20\,n\log(\omega) \quad dB \qquad (7-2)$$

2-3-3-1- خصائص مرشح تشيبشيف : Properties of Chepshev Filter

- يمكن التحكم بمقدار معامل التموج في حزمة التمرير P .
- التخميد عند تردد القطع يساوي P dB .
- مرتبة المرشح تحدد مقدار انحدار منحني القطع.

الشكل (2–15) يبين منحني الاستجابة الترددية لمرشح تشيبشيف (تمرير منخفض) من أجل معامل تموج P=3dB .

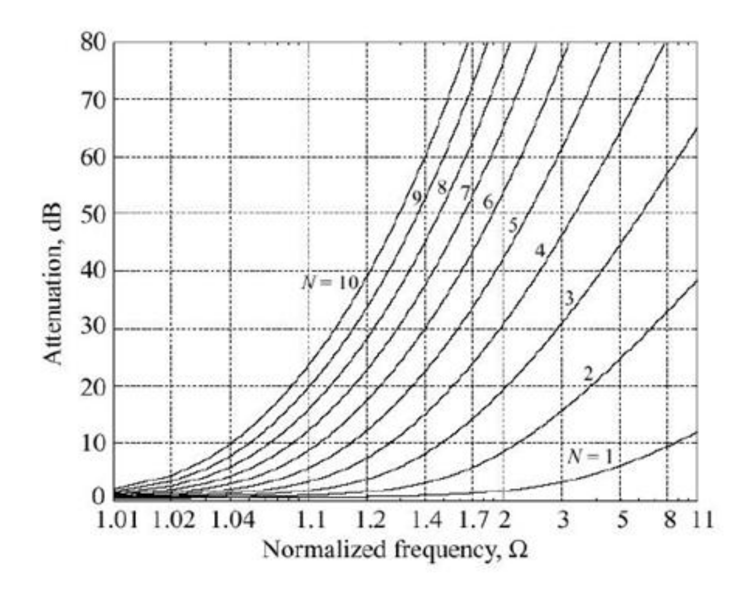


الشكل (2–15) : منحني الاستجابة الترددية لمرشح تشيبشيف من أجل معامل تموج P=3dB

كما يبين الشكل (2–16) منحني الاستجابة الترددية لمرشح تشيبشيف (تمرير منخفض) من أجل معامل تموج P=0.5dB

الجدول (2–3) يبين قيم عناصر النموذج الأساسي لمرشح تشيبشيف من أجل معامل تموج P=3dB .

كما يبين الجدول (2–4) قيم عناصر النموذج الأساسي لمرشح تشيبشيف من أجل معامل تموج P=0.5dB .



الشكل (2–16) : منحني الاستجابة الترددية لمرشح تشيبشيف من أجل معامل تموج P=0.5dB

الجدول (2–3) : قيم عناصر النموذج الأساسي لمرشح تشيبشيف من أجل معامل تموج P=3dB

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	1.9953	1.0000									
2	3.1013	0.5339	5.8095								
3	3.3487	0.7117	3.3487	1.0000							
4	3.4389	0.7483	4.3471	0.5920	5.8095						
5	3.4817	0.7618	4.5381	0.7618	3.4817	1.0000					
6	3.5045	0.7685	4.6061	0.7929	4.4641	0.6033	5.8095				
7	3.5182	0.7723	4.6386	0.8039	4.6386	0.7723	3.5182	1.0000			
8	3.5277	0.7745	4.6575	0.8089	4.6990	0.8018	4.4990	0.6073	5.8095		
9	3.5340	0.7760	4.6692	0.8118	4.7272	0.8118	4.6692	0.7760	3.5340	1.0000	
10	3.5384	0.7771	4.6768	0.8136	4.7425	0.8164	4.7260	0.8051	4.5142	0.6091	5.8095

الجدول (2–4) : قيم عناصر النموذج الأساسي لمرشح تشيبشيف من أجل معامل تموج P=0.5dB

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7939	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

2-3-3-2- مقارنة بين منحنيات الاستجابة الترددية لمرشح بتروورث و مرشح تشيبشيف :

Compare the Responses of a Third Order Butterworth and Chepshev Filter

من أجل مرشح تشيبشيف فإن معامل التموج في حزمة التمرير P=0.5dB.

$$P = 10\log(1+\varepsilon^2) = 0.5 \Rightarrow (1+\varepsilon^2) = 10^{0.05} = 1.122 \Rightarrow \varepsilon = 0.349$$

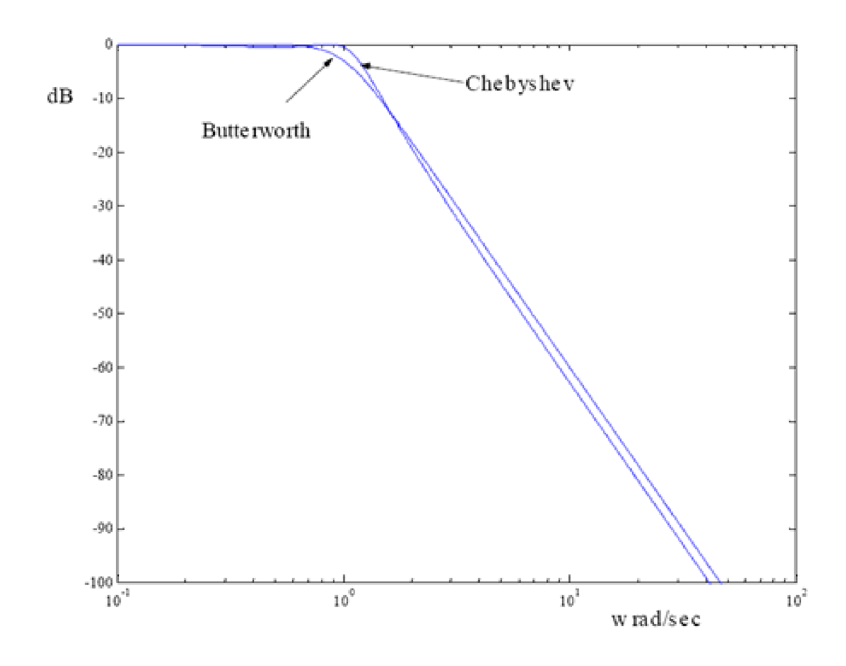
و بالتالي يعطى منحني الاستجابة الترددية لمرشح تشيبشيف من المرتبة الثالثة بالعلاقة :

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+0.122(4\omega^3-3\omega)^2}$$

و يعطى منحني الاستجابة الترددية لمرشح بتروورث من المرتبة الثالثة بالعلاقة :

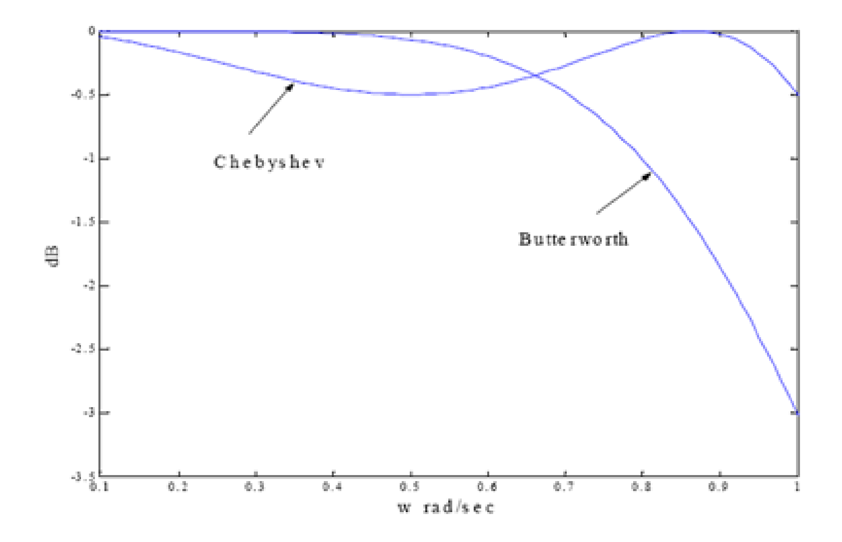
$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\omega^6}$$

الشكل (2-17) يبين منحنيات الاستجابة الترددية لمرشح بتروورث و مرشح تشيبشيف و ذلك من أجل المرتبة الثالثة.



الشكل (2-17) : منحنيات الاستجابة الترددية لمرشح بتروورث و مرشح تشيبشيف من المرتبة الثالثة

حيث نلاحظ أن تغيرات مقدار التخميد في حزمة التمرير لمرشح تشيبشيف محدودة بـ0.5dB كما هو مبين في الشكل (2-18) .

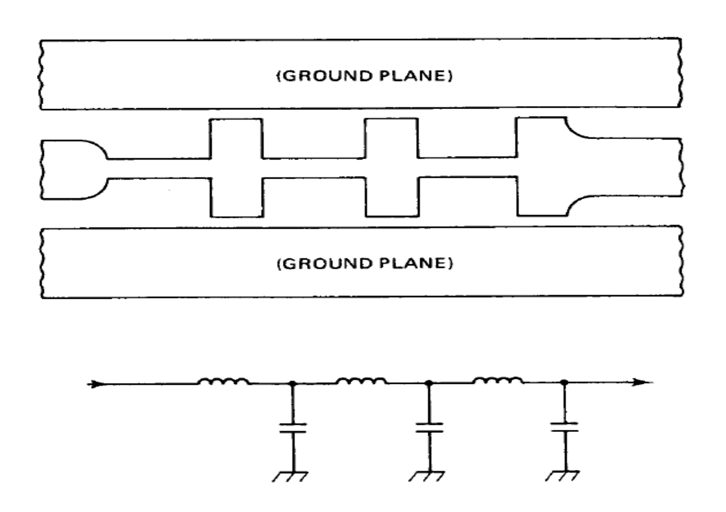


الشكل (2–18) : التخميد في حزمة التمرير لمرشح بترورث و مرشح تشيبشيف

2–3–4– المرشحات الميكروية الشريطية أو الشقية : Stripline Microwave Filters

في مجال الأمواج الميكروية يمكن تنفيذ المرشحات باستخدام عناصر الخطوط الشريطية أو الشقية، الشكل (2–24) يبين مرشح تمرير منخفض يعمل في مجال الأمواج الميكروية باستخدام الخطوط الشريطية (مرشحات التمرير العالي و مرشحات تمرير و منع الحزمة تصمم بنفس الطريقة و لكن بطبقات مختلفة) [6].

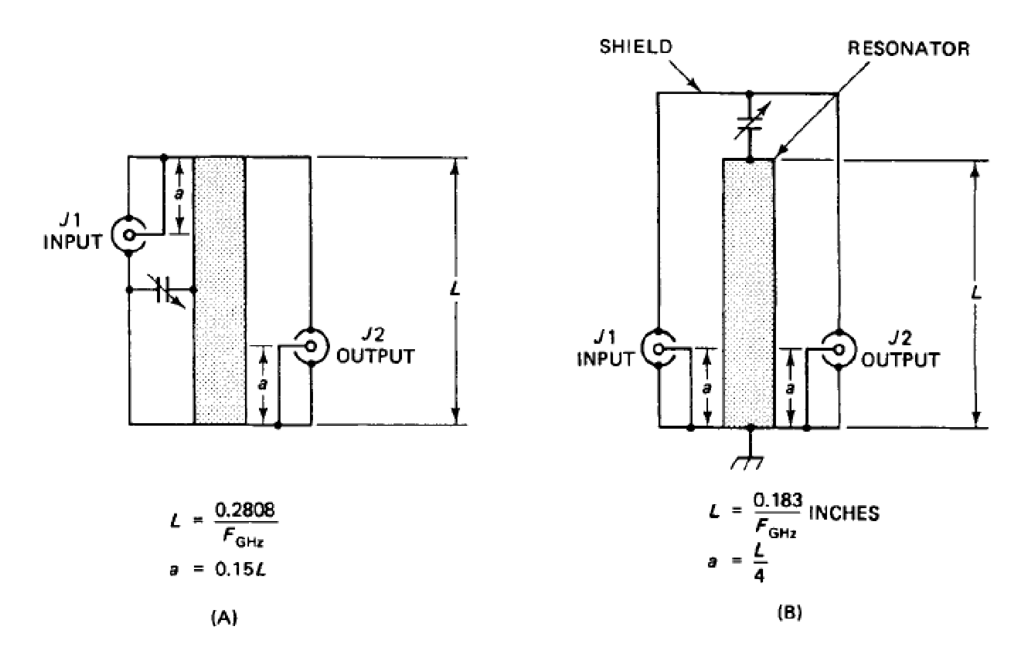
عندما تزداد ترددات الأمواج الميكروية فإن أبعاد الخطوط الشريطية تصبح أصغر و تصل إلى حد تكون فيه صغيرة بحيث لا يمكنها تحمل تيارات الحمل المطلوبة و يصبح من الصعب جداً تصميمها باستخدام تقنيات الدارات المطبوعة العادية، و لأن الخط الشريطي عملياً هو جزء من ممانعة الدارة فإن مصممي المرشحات الميكروية يقومون عادة بتصميم هذه المرشحات بممانعات دخل و خرج أقل مما هو مطلوب من أجل النظام و يتم تزويدها بشبكات ملاءمة الممانعة لتتوافق مع النظام.



الشكل (2–24) : مرشح تمرير منخفض ميكروي باستخدام الخطوط الشريطية

على سبيل المثال، من أجل نظام ممانعته 50 Ω فإن المرشح يصمم بممانعة تساوي إلى Ω 15 و يزود بمحولات ممانعة Ω(50:15) على أطراف الدخل و الخرج و المرشح المصمم سيكون له خط شريطي أعرض.

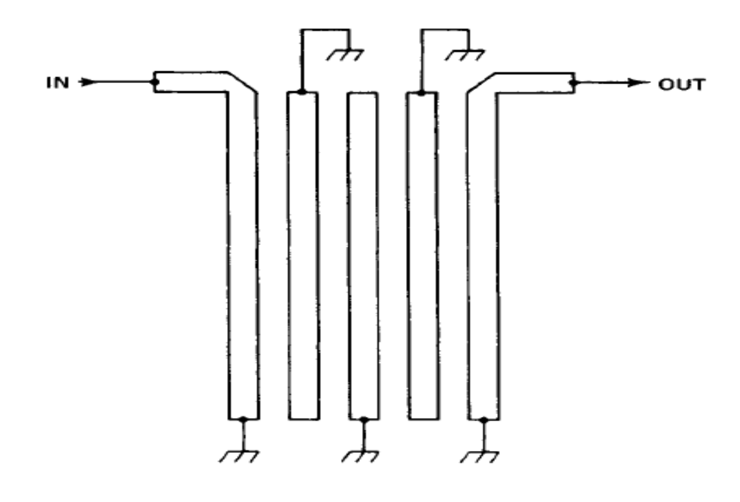
الشكل (2−25) يبين نوعان من مرشحات تمرير الحزمة الشريطية.



الشكل (2−25) : مرشحات تمرير حزمة ميكروية باستخدام الخطوط الشريطية

هذا النوع من المرشحات يستخدم في مجال الحزم الأدنى من طيف الأمواج الميكروية.

الشكل (2−26) يبين نوع آخر من مرشحات الخط الشريطي (Interdigital design)، و يتألف من سلسلة من الخطوط الشريطية.

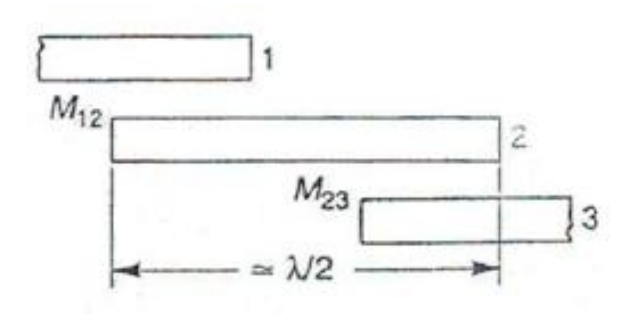


الشكل (2−26) : مرشح ميكروي (Interdigital design)

2-3-5- المرشحات الميكروية باستخدام الخطوط المتقاربة :

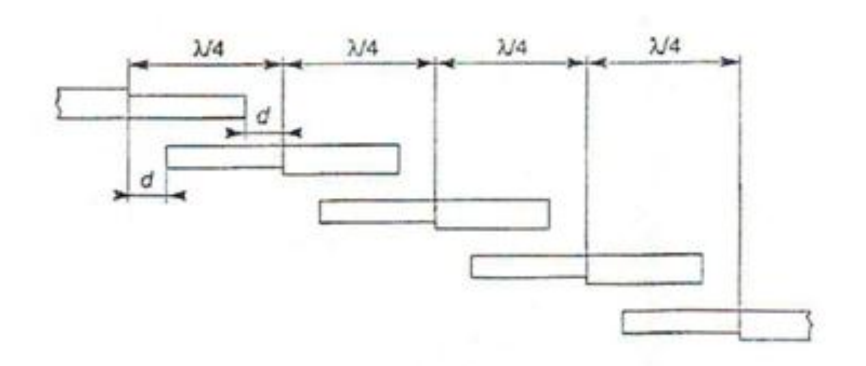
Coupled-line Microwave Filters

عندما يوضع خطان بشكل قريب من بعضهما البعض سيكون هناك اقتران بينهما ويمكن للطاقة أن تنتقل من واحد إلى الآخر وهكذا من أجل المرشح المبين في الشكل (2-27) و الذي يتألف من ثلاثة خطوط شريطية فإن الخطوط (1) و (2) من جهة و الخطوط (2) و (3) من جهة أخرى ستكون مقترنة من خلال الممانعة المتبادلة M_{12} و M_{23} على التوالي وهذه الممانعات تتعلق بطول الخطوط الشريطية وأبعاد الفراغات التي تفصلها عن بعضها البعض [6].



الشكل (2-27) : مرشح ميكروي بثلاثة خطوط شريطية مقترنة

إذا كان طول الخط (2) يساوي إلى نصف طول الموجة فان الشكل السابق يقدم مرشح تمرير حزمة حول التردد الموافق، ويمكننا أن نحصل على زيادة في عرض حزمة التمرير و ذلك بإضافة العديد من خطوط نصف طول الموجة بين خطي الدخل والخرج كما هو مبين في الشكل (2-28) .

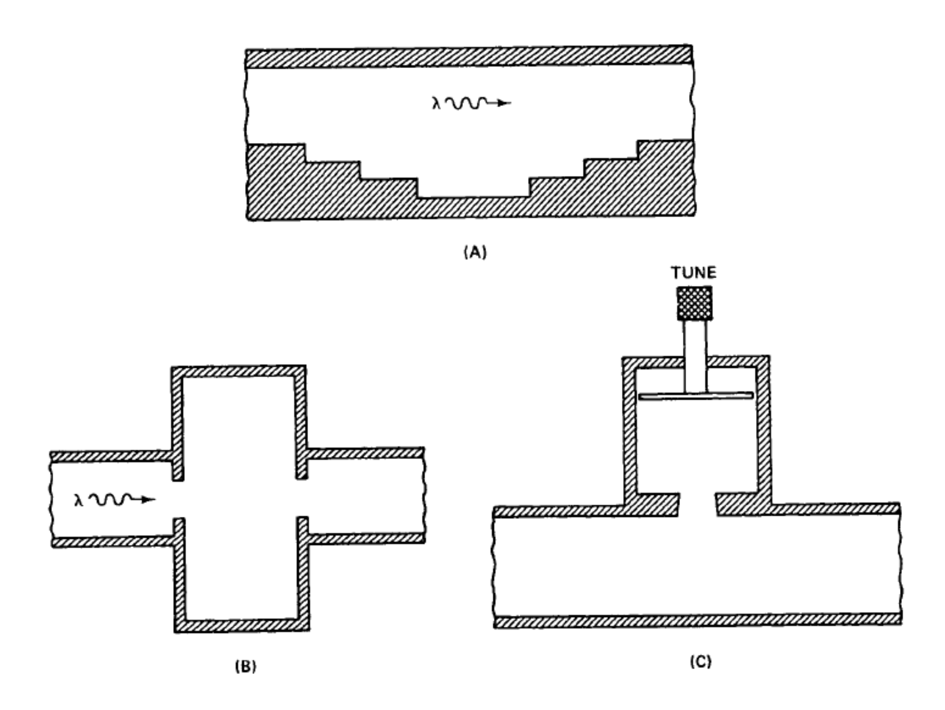


الشكل (2-28) : مرشح ميكروي بخمسة خطوط شريطية مقترنة

2-3-6- المرشحات الميكروية باستخدام أدلة الموجة :

Wave Guide Microwave Filters

يتم الحصول على مثل هذه المرشحات بخلق عدة تقطعات طنينية ضمن دليل الموجة أو باستخدام مجموعة من الأجواف الطنينية، الشكل (2-29) يبين عدة أشكال من المرشحات الميكروية باستخدام أدلة الموجة، حيث تكون خصائص المرشح و ترددات الرنين متعلقة بشكل أساسي بأبعاد أدلة الموجة و أبعاد فتحة الانقطاع ضمن أدلة الموجة [6].



الشكل (2-29) : مرشحات ميكروية باستخدام أدلة الموجة

الفصل الثالث

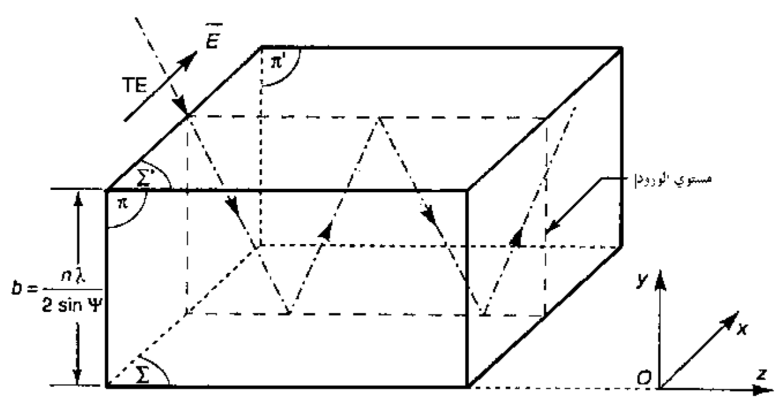
انتشار الأمواج الميكروية في دليل الموجة و الجوف الطنيني
Microwaves Propagation in Wave Guide and Cavity

- الانتشار في دليل موجة مستطيل
- النمط الأساسي
- الأنماط TE و TM
- أدلة الموجه ذات البروز
- الخط ذو الأجنحة
- الانتشار في أدلة الموجة المعدنية
- الأجواف الطنينية الالكترومغناطيسية

انتشار الأمواج الميكروية في دليل الموجة و الجوف الطنيني
Microwaves Propagation in Wave Guide and Cavity

3-1- الانتشار في دليل موجة مستطيل :
The propagation in rectangular wave guides
3-1-1- شرط الانتشار : Propagation condition

نعلم أنه من الممكن إضافة مستوٍ $\grave{\Sigma}$ موازٍ للمستوي Σ ، والحصول على انتشار موجة بين هذين المستويين ، واللذان يكونان متعامدين مع مستوي الورود كما في الشكل (3-1) [7] .



الشكل (3-1) : انتشار في النمط TE_{on}

لنرى الآن إذا كان من الممكن إضافة مستويين π و π' موازيين للمستوي YOZ ، ومتعامدين مع Σ و $\grave{\Sigma}$ ، وبدون اختلاطات أو تشويهات على الانتشار .

شروط الاستمرارية على هذه السطوح تشرح من خلال التالي :

$E_y = 0$ ، $E_z = 0$ ، $H_x = 0$ (وذلك مهما يكن y ، z) .

في الحالة الأولى ، حيث يكون الحقل الكهربائي للموجة الواردة عمودياً على مستوى الورود (موجة TE) ، هذه الشروط تكون دائماً محققة ، لأننا نعرف أن :

$E_y = 0$ ، $E_z = 0$ ، $H_x = 0$.

إذاً من الممكن إضافة مستويين π و π' عموديين على Σ و $\grave{\Sigma}$ وموازيين لمستوي الورود ، والشرط الوحيد الذي يجب تحقيقه يخص المستويين Σ و $\grave{\Sigma}$ ، واللذان يلزم أن تكون المسافة الفاصلة بينهما كما يلي :

$$b = \frac{n\lambda}{2\sin\Psi}$$

حيث Ψ هي الزاوية بين اتجاه انتشار الموجة الواردة مع المستوي Σ

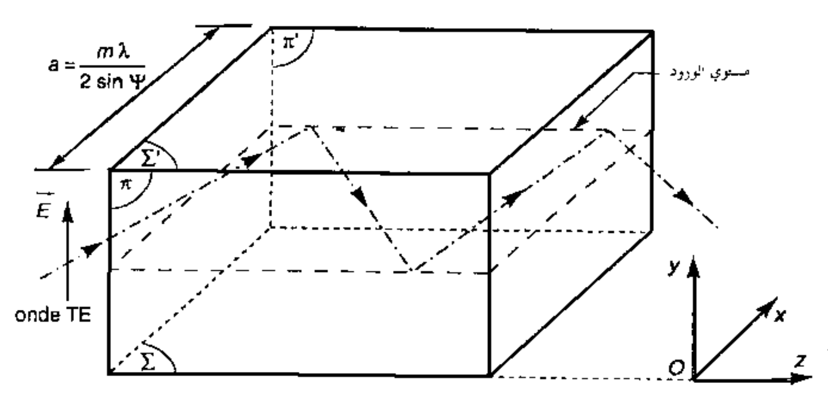
(n) عدد صحيح ولا يساوي الصفر، و يجب أن تكون n محققة لما يلي : $0 < \frac{n\lambda}{2b} < 1$

على العكس عندما يكون الحقل الكهربائي للموجة الواردة في مستوي الورود (موجة TM) ، لا يمكن أن تكون شروط الاستمرارية محققة على المستويين π و π' لأن E_z و H_x و E_y لا يمكن أن تكون صفرية مهما كانت y و z . وهذا ما يوضح أن الانتشار للموجة TM يكون غير ممكناً داخل دليل الموجة المستطيل .

لقد اعتبرنا حتى الآن الانتشار الذي يتم من خلال الانعكاس المتتالي على المستويين $\sum$ و $\grave{\sum}$ ، والذي يعتبر منطقياً لأننا أخذنا المستويين π و π' موازيين لمستوي الورود ، وفي هذه الشروط لا يمكن الحصول على انعكاسات عن المستويين π و π' .

الحالة الثانية للانتشار كما في الشكل (3−2)، هنا الانتشار يتم من خلال الانعكاس المتتالي بين المستويين π و π' ، ويجب من أجل ذلك أن يكون مستوي الورود موازياً للمستويين $\sum$ و $\grave{\sum}$ ، وأن المستويين π و π' يكونان متباعدان بمسافة مقدارها :

$$a = \frac{m\lambda}{2\sin\Psi}$$



الشكل (3-2) : انتشار النمط TE_{m0}

في هذه الحالة ، يمكن البرهان أ ن الانتشار لا يكون ممكناً إلا إذا كان الحقل الكهربائي للموجة الواردة متعامداً مع مستوي الورود (موجة TE) .

ملاحظة: يمكن القول إن الشكل(3−2) ، ينتج عن الشكل (3−1) ، وذلك بدوران مقداره $\frac{\pi}{2}$ حول محور الدليل، كذلك فإن دراسة هاتين الحالتين للشكل تقودنا إلى نفس النتيجة .

لذلك فإن انتشار الموجة الالكترومغناطيسية (O.E.M) ضمن دليل الموجة المستطيل يكون ممكناً فقط إذا كان الحقل الكهربائي للموجة الواردة موازياً للوجوه التي سوف تنعكس عنها هذه الموجة على التتابع .

3−1−2− تعريفات الأنماط (TE_{mo}) و(TE_{on}) :

في الحالة الأولى الموضحة في الشكل (3−1)، انتشار الموجة حصل من خلال الانعكاسات المتعاقبة على الوجوه المتعامدة مع المحور OY والتي تكون متباعدة بمسافة مقدارها : ($b = \frac{n\lambda}{2\sin\Psi}$) ، ونقول إن هذا يتعلق بموجة من النمط TE_{on} و الحقل الكهربائي يكون أفقياً ، وتحريض هكذا موجة يكون من خلال استعمال هوائي صغير أو مسبر ، يقترن مع المولد ، والذي يدخل في دليل الموجة بالشكل الأفقي .

في الحالة الثانية الموضحة في الشكل (3−2)، انتشار الموجة يتحقق من خلال الانعكاسات المتتالية على الوجوه المتعامدة مع المحور OX ، والتي تكون متباعدة بمسافة مقدارها ($a = \frac{m\lambda}{2\sin\Psi}$) ، ونقول إن هذا يتعلق بموجة من النمط TE_{mo} و الحقل الكهربائي يكون عمودياً ، وتحريض هكذا موجة يتحقق من خلال مساعدة مسبر والذي يدخل في دليل الموجة بشكل عمودي .

إذا كانت $m = 1$ أو $n = 1$ ، الانتشار ضمن دليل الموجة يتحقق حسب النمط الأساسي TE_{1o} أو TE_{01} .

3−1−3− ملاحظات على الأنماط TM_{mn} و TE_{mn} :

لقد لاحظنا أنه من غير الممكن الحصول على انتشار في دليل الموجة المستطيل وذلك للموجة التي حقلها الكهربائي يتواجد في مستوي الورود والتي تنتشر من خلال الانعكاسات المتتالية على المستويين $\sum$ و $\grave{\sum}$ ، (نمط TM_{on}) أو على المستويين π و π' (نمط TM_{mo}) .

ولكن الانتشار للنمط TM_{mn} سوف يكون محققاً ، عندما لا تكون : ($m=0$ أو $n=0$) ، وهذا يحصل لأنه : عندما تكون الأنماط (نمط TM_{on}) أو(نمط TM_{mo}) ، فإن شروط الاستمرارية تكون غير محققة على المستويات π و π' ($\sum$ و $\grave{\sum}$) ، على العكس بالنسبة للأنماط TM_{mn} حيث $n \neq 0$, وكذلك $m \neq 0$ ، فإن شروط الاستمرارية يمكن أن تكون محققة .

ويوجد أيضاً أنماط منتشرة من النوع TE_{mn} حيث $n \neq 0$, وكذلك $m \neq 0$.

3−2− النمط الأساسي : Fundamental mode

الأنماط TE_{1o} أو TE_{o1} ، هي عبارة عن الأنماط المنتشرة في أدلة الموجة القياسية ، والأكثر استخداماً في التطبيقات العملية ، ونقول إذاً أنها تعمل في النمط الأساسي .

لنأخذ كمثال النمط الأساسي TE_{1o} ، والذي ينتشر بالانعكاسات المتتالية عن وجوه المستويين π و π' في الشكل (3−2) ، والمتباعدان عن بعضهما بالمسافة $a = \frac{\lambda}{2\sin\Psi}$ ، ويكون الحقل الكهربائي مستقطباً عمودياً.

3−2−1− التغيرات العرضانية للحقل الكهربائي :

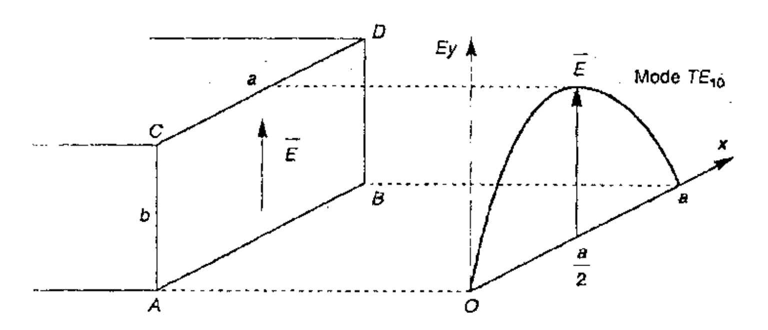
The transverse variations of electric field

في مستوي المقطع العرضي لدليل الموجة مثل ABCD الموضح في الشكل (3−3) ، الحقل الكهربائي يبقى موازيا للجوانب AC وBD ، لأنه لا يوجد إلا مركبة واحدة E_y .

تعطى تغيرات القيمة الفعالة للحقل الكهربائي :

$$\left(E_y\right)_{eff} = \frac{E_y}{\sqrt{2}} = \frac{E}{\sqrt{2}} \left| \sin\frac{\pi x}{a} \right| \qquad (1-3)$$

عندما $0 \leq X \leq a$ ، سوف نحصل على نصف دور جيبي ، مع قيمة أصغرية صفرية من أجل $X = 0$ و $X = a$ ، وقيمة أعظميه عندما $X = \frac{a}{2}$.



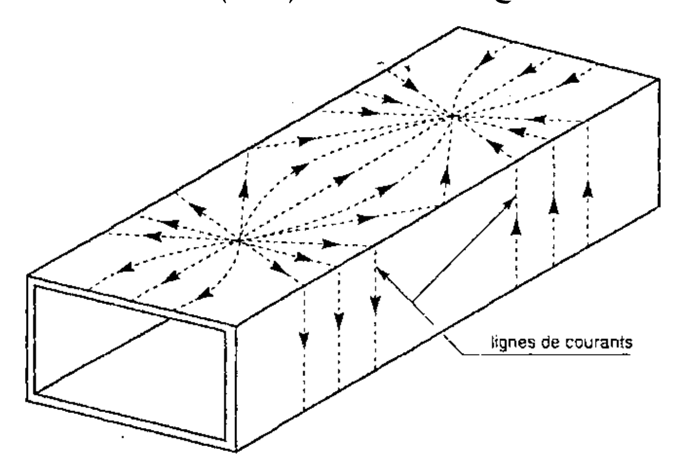
الشكل(3−3) : التغيرات العرضانية لــ $\vec{E}_y$ من أجل النمط الأساسي

3−2−2− خطوط التيار على وجوه دليل الموجة :

The current lines on wave guide surfaces

تحسب خطوط التيار انطلاقا من تعبير الكثافة السطحية للتيار الكهربائي : $\vec{J} = \vec{n}\ \Lambda\,\vec{H}$ حيث $\vec{n}$ هي الناظم على وجه الدليل المعتبر ، و $\vec{H} = \overrightarrow{H_x} + \overrightarrow{H_z}$.

وانتشارها على وجوه الدليل يكون موضح من خلال الشكل (3−4) .



الشكل (3−4) : خطوط التيار على وجوه دليل الموجة المستطيل

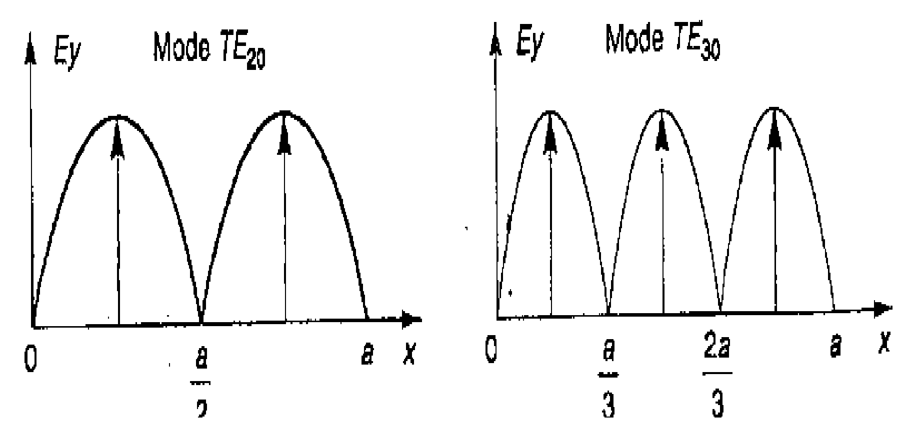
والذي يكون فيه الجانب $a\ //ox$ ومتوضع أفقيا ، بينما $b\ //oy$ و يكون متوضع بشكلٍ عمودي ، ومن المهم ملاحظة أن هذه الخطوط تكون :

- عمودية على الوجوه الجانبية .
- موازية للمحور z فقط في منتصف الوجوه العليا والدنيا .

3−3− الأنماط TE_{m0} أو TE_{0n} :

من أجل الأنماط TE_{m0} ، طويلة E_y في مستوي المقطع العرضي ، كما في المستوي ABCD من الشكل (3−3) ، تكون معطاة من خلال $\left|\sin\frac{m\pi x}{a}\right|$.

من أجل الأنماط TE_{0n} ، طويلة E_x تكون معطاة من خلال العلاقة $\left|\sin\frac{n\pi y}{b}\right|$.

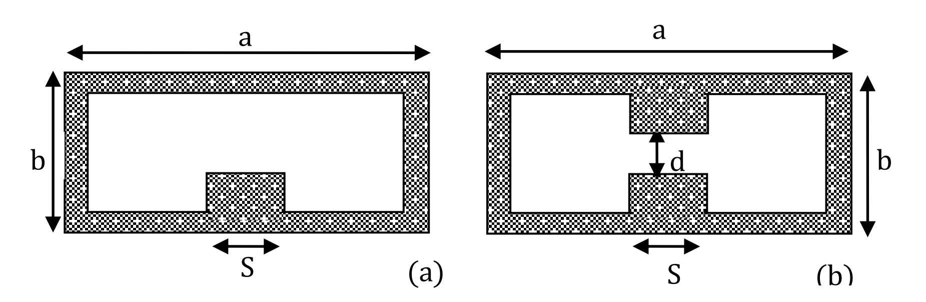


الشكل(3-5) : مقطع عرضي للأنماط TE_{30}و TE_{20}

الشكل (3-5) يبين كيفية التغيرات حسب اتجاه المحور *ox* ، لمطال الحقل الكهربائي الموازي للمحور *oy* من اجل الأنماط TE_{30}و TE_{20} ، .ويكون لدينا نفس التغيرات حسب اتجاه المحور *oy* من أجل الحقل الكهربائي الموازي للمحور *ox* للأنماط TE_{03}و TE_{02}.

3-4- أدلة الموجه ذات البروز : The ridge wave guide

يوجد نوعان من أدلة الموجه ذات البروز الشكل (3-6) ، (a)- البروز البسيط و (b)- البروز المضاعف [8] .



الشكل (3-6) : أدلة الموجة ذات البروز (a)- بروز بسيط (b)- بروز مضاعف

في المقطع العرضي للدليل ، الانقطاع الناجم عن البروز سيؤدي إلى تخفيض تردد القطع بالنسبة للنمط الأساسي TE_{10} ، ويبقى تردد القطع تقريباً بدون تغيير بالنسبة للنمط الأول الأعلى TE_{20} .

هذا البروز يتواجد في مركز الدليل ، حيث هنا يتواجد الحقل الكهربائي الأعظمي للنمط TE_{10} ، بينما يكون معدوماً بالنسبة للنمط TE_{20} ، وبذلك يكون لدينا زيادة واضحة لحزمة التمرير للنمط الأساسي بالنسبة لتلك الخاصة بالدليل المستطيل .

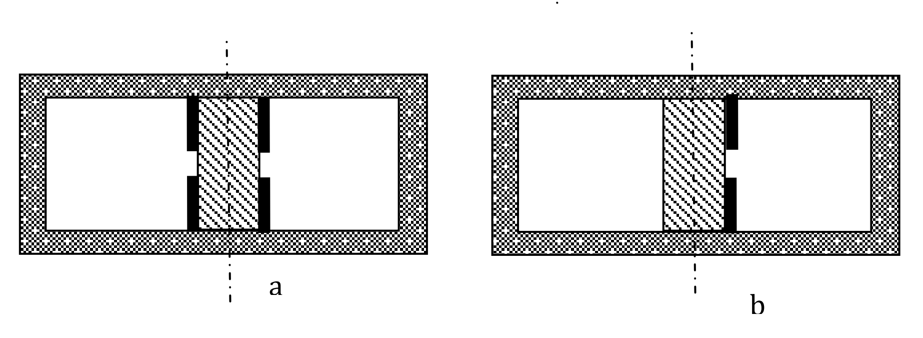
هذه الأهمية بتخفيض تردد القطع للنمط الأساسي ، تسمح باستعمال دليل الموجة ببروز وبنفس الأبعاد a و b للدليل المستطيل ، وبترددات اخفض بشكل واضح . وهذه الخاصية مهمة وخصوصـــــــاً في الحـــــزم UHF (300-3000MHz) ، حيث أبعاد دليل الموجة المستطيل تصبح متناهية الصغر .

إن حساب طول موجة القطع للنمط الأساسي تكون بدلالة العرض s للنتوء ، ومأخوذة بالنسبة للأبعاد d\b ،

حيث d عبارة موجة القطع للنمط الأساسي تكون بدلالة العرض s للنتوء ، ومأخوذة بالنسبة للأبعاد d\b ، حيث d عبارة عن المسافة بين النتوء والوجه المقابل في الحالة البسيطة ، وبين النتوئين في الحالة المضاعفة .

3-5- الخط ذو الأجنحة : Fin Line

الخط المجنح يكون عبارة عن دليل الموجة الذي يتضمن في مستوي التناظر الكهربائي حامل من العازل الكهربائي ، والذي يتوضع عليه شريط ناقل (أشرطة ناقلة) متباعدة من خلال فتحة "شق" ، الشكل (3-7) ، ويمكن أن يكون في أحد الجانبين أو في كلا الجانبين [8] .



الشكل (3-7) : الخط ذو الأجنحة ، *b* من جانب واحد ، *a* من الجانبين .

الفوائد التي يتميز فيها دليل الموجة ذو الأجنحة عن دليل الموجة المستطيل العادي هي:

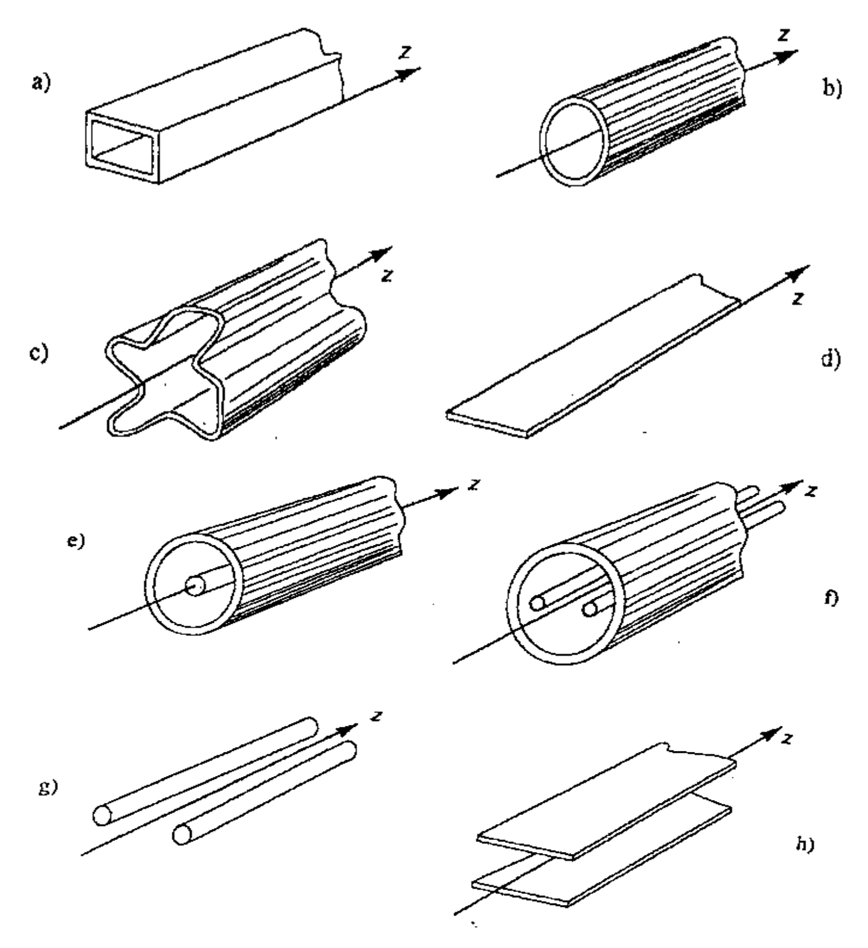
- تردد القطع للنمط الأساسي ينخفض وعرض حزمة التمرير يزداد .
- الثوابت المميزة للانتشار (α و β) ، تكون قليلة الحساسية بالنسبة لدقة التصنيع ، ونوعية النواقل للجدران المعدنية (وهذا ما يسمح باستعمال مواد خفيفة ورخيصة مثل الألمنيوم) .
- شكل مستوي سهل التصنيع .

الفوائد التي يتميز فيها دليل الموجة ذو الأجنحة عن الخط الشريطي هي :

- يكون الضياع في الانتشار أقل (من 0.05 حتى 0.1 dB\λ) ، ولا يوجد أي ضياع من خلال الإشعاع .
- الارتباط بأدلة الموجة يكون أكثر بساطة .

3-6- الانتشار في أدلة الموجة المعدنية : General Study of metallic wave guides

كل النواقل المعدنية التي شكلها يبقى بدون تغيير أثناء فعل النقل أو التحويل على طول أحد محاور الجمل الإحداثية تشكل ما يسمى دليل الموجة ، الرسوم التي على الشكل (3-8) تعطينا بعض الأمثلة لأدلة الموجة.



الشكل (3–8) : بعض أنواع أدلة الموجة

3–6–1– معادلات الانتشار للأمواج في أدلة الموجة :

Propagation equations of waves in wave guides

في جملة الإحداثيات المتعامدة المستطيلة تعطى المركبات العرضانية في أدلة الموجة المستطيلة بالعلاقات التالية [9]:

$$K_c^2 \underline{E}_x = -\gamma \frac{\partial \underline{E}_z}{\partial x} - j\omega\mu \frac{\partial \underline{H}_z}{\partial y} \qquad (2-3)$$

$$K_c^2 \underline{E}_y = -\gamma \frac{\partial \underline{E}_z}{\partial y} + j\omega\mu \frac{\partial \underline{H}_z}{\partial x} \qquad (3-3)$$

$$K_c^2 \underline{H}_x = j\omega\varepsilon \frac{d\underline{E}_z}{dy} - \gamma \frac{d\underline{H}_z}{dx} \qquad (4-3)$$

$$K_c^2 \underline{H}_y = -j\omega\varepsilon \frac{d\underline{E}_z}{dx} - \gamma \frac{d\underline{H}_z}{dy} \qquad (5-3)$$

حيث $K_c^2 = \gamma^2 + \omega^2 \varepsilon \mu$

ε السماحية الكهربائية للوسط العازل.

μ النفاذية المغناطيسية للوسط العازل.

γ ثابت الانتشار ، ويمكن أن يكون كما يلي :

- تخيلي إذا كان الانتشار بدون ضياع وعندها : $\gamma = j\,\beta$
- حقيقي إذا لم يكن هناك أي انتشار وعندها : $\gamma = \alpha$
- عقدي إذا وجد انتشار وكان هناك ضياع وعندها : $\gamma = \alpha + j\,\beta$

و نلاحظ أنه لا يمكن حساب المركبات العرضية بدلالة المركبات الطولية، إلا إذا كانت $K_c^2 \neq 0$.

3-6-2- النماذج المختلفة للأمواج المنتشرة في دليل الموجة :

إن النظام الأكثر شمولية والذي يمكن تواجده في أدلة الموجة ، يكون مكون من ستة مركبات للحقول الالكترومغناطيسية . هذا النظام يمكن اعتباره دائماً ناتجاً عن تنضيد موجتين :

a -الموجة التي تكون فيها $\underline{E}_z = 0$ ، ويمكن القول موجة كهربائية عرضية TE أو موجة H .

b -الموجة التي تكون فيها $\underline{H}_z = 0$ ، ويمكن القول موجة مغناطيسية عرضية TM أو موجة E .

هذا التقسيم يكون متوافقاً مع تواجد نمطين من الأمواج :

- موجة مستوية التي يكون حقلها الكهربائي $\vec{E}$ عمودياً على مستوي الورود ، والتي يكون لها $\underline{E}_z = 0$ ($\vec{H}$ تكون إذاً في مستوي الورود ، و $\vec{H}_z \neq 0$) .
- موجة مستوية التي يكون حقلها المغناطيسي $\vec{H}$ عمودياً على مستوي الورود، والتي يكون من أجلها $\underline{H}_z = 0$ ($\vec{E}$ تكون إذاً في مستوي الورود، و $\vec{E}_z \neq 0$) .

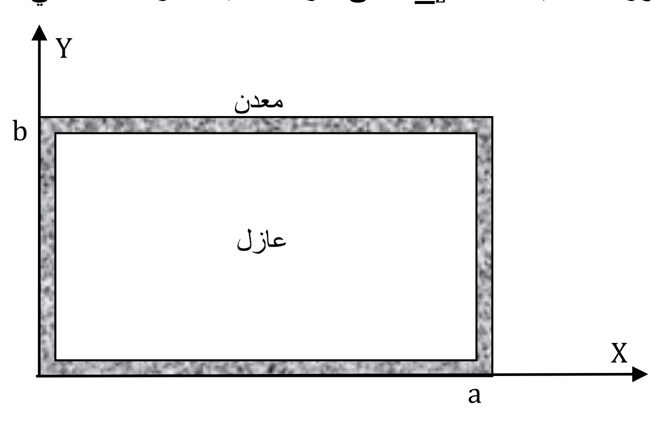
3-6-3- أدلة الموجة المعدنية المستطيلة : Rectangular wave guides

3-6-3-1- إيجاد الأنماط TM : Determination of TM modes

في هذه الحالة ، يكون : $\underline{H}_z(x, y) = 0$. ولذلك يجب إيجاد التابع المولد $\underline{E}_z(x, y)$، والذي يكون الحل للمعادلة التالية [9] :

$$\frac{\partial^2 \underline{E}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \underline{E}_z}{\partial y^2} + k_c^2 \underline{E}_z = 0 \qquad (6-3)$$

والذي يجب أن يحقق الشروط الحدية $\underline{E}_z = 0$ على جوانب دليل الموجة المعدني ، كما في الشكل (3-9) .



الشكل (3-9) : مقطع عرضي في دليل الموجة المستطيل

بالحل و الاستنتاج نصل إلى أن التابع المولد يكون معطى من خلال العلاقة التالية :

$$\underline{E}_z(x,y) = E_0 \sin\frac{m\pi x}{a}\sin\frac{n\pi y}{b} \qquad (7-3)$$

$$\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 = K_c^2 \qquad (8-3)$$

حيث تكون : n و m أعداداً صحيحة وموجبة .

وتكون المركبات العرضية للحقل عندئذ ناتجة من العلاقات : (2-3),(3-3),(4-3),(5-3) والتي تكون مبسطة من خلال وضع $\underline{H}_z = 0$ ، كما يلي :

$$\underline{E}_x(x,y) = -E_0\frac{\gamma}{K_c^2}.\frac{m\pi}{a}\cos\frac{m\pi x}{a}\sin\frac{n\pi y}{b} \qquad (9-3)$$

$$\underline{E}_y(x,y) = -E_0\frac{\gamma}{K_c^2}.\frac{n\pi}{b}\sin\frac{m\pi x}{a}\cos\frac{n\pi y}{b} \qquad (10-3)$$

$$\underline{H}_x(x,y) = E_0\frac{j\omega\varepsilon}{K_c^2}.\frac{n\pi}{b}\sin\frac{m\pi x}{a}\cos\frac{n\pi y}{b} \qquad (11-3)$$

$$\underline{H}_y(x,y) = -E_0\frac{j\omega\varepsilon}{K_c^2}.\frac{m\pi}{a}\cos\frac{m\pi x}{a}\sin\frac{n\pi y}{b} \qquad (12-3)$$

E_0 يكون عبارة عن ثابت متغير والذي لا يمكن تحديد قيمته إلا من خلال معرفة الاستطاعة المنقولة من خلال دليل الموجة .

في العلاقات (10-3),(11-3) ، من الممكن تعويض $\omega\varepsilon$ بما يلي : $K\sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}$ ، مع العلم أن $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

و بالتالي يمكن كتابة الممانعة الموجية للنمط TM في دليل الموجة المستطيل كما يلي :

$$\frac{\underline{E}_y}{\underline{H}_x} = \frac{-\underline{E}_x}{\underline{H}_y} = j\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}.\frac{\gamma}{k} \qquad (13-3)$$

3-6-3-2- إيجاد الأنماط TE : Determination of TE modes

يمكن الوصول إلى مركبات الحقل من أجل الأنماط TE (التي من أجلها $\underline{E}_z(x,y) = 0$) بنفس الطريقة في الفقرة السابقة (إيجاد الأنماط TM) حيث يكون التابع المولد الذي سنحصل عليه بالنسبة للنمط TE في دليل الموجة المستطيل ، هو التالي :

$$\underline{H}_z(x,y) = H_0\cos\frac{m\pi x}{a}\cos\frac{n\pi y}{b} \qquad (14-3)$$

وبتعويض العلاقة $\underline{H}_Z$ في العلاقات : (2-3),(3-3),(4-3),(5-3) ، وبالأخذ بالحسبان أن $E_Z = 0$ ، وبذلك نحصل على المركبات العرضية للحقول لأمواج النمط TE .

$$\underline{E}_x(x,y) = H_0\frac{j\omega\mu}{k_c^2}.\frac{n\pi}{b}\cos\frac{m\pi x}{a}\sin\frac{n\pi y}{b} \qquad (15-3)$$

$$\underline{E}_y(x,y) = -H_0\frac{j\omega\mu}{k_c^2}.\frac{m\pi}{a}\sin\frac{m\pi x}{a}\cos\frac{n\pi y}{b} \qquad (16-3)$$

$$\underline{H}_x(x,y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \sin\frac{m\pi x}{a} \cos\frac{n\pi y}{b} \qquad (17-3)$$

$$\underline{H}_y(x,y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \cos\frac{m\pi x}{a} \sin\frac{n\pi y}{b} \qquad (18-3)$$

H_0 يكون عبارة عن ثابت متغير والذي لا يمكن تحديد قيمته إلا من خلال معرفة الاستطاعة المنقولة من خلال دليل الموجة .

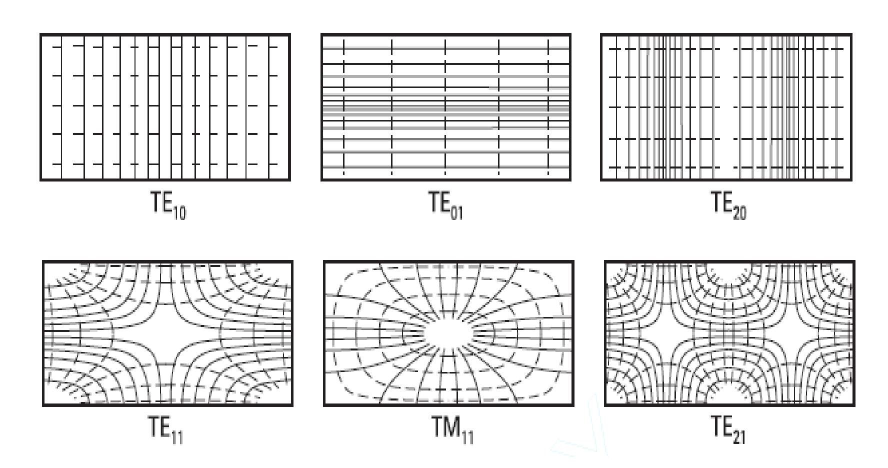
كذلك في العلاقة (3-15),(3-18) من الممكن تعويض $\mu\omega$ من خلال $k\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$ ، مع أن : $k=\frac{2\pi}{\lambda}$ ، وبالتالي يمكن التوصل إلى أنه يمكن كتابة الممانعة الموجية للنمط TE في دليل الموجة المستطيل وفق العلاقة التالية :

$$\frac{E_x}{\underline{H}_y} = -\frac{E_y}{\underline{H}_x} = j\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \frac{K}{\gamma} \qquad (19-3)$$

3-6-3-3- خطوط الحقول : Lines of fields

من أجل الأمواج TM و TE ، المركبات الحقلية الكهربائية والمغناطيسية تتعلق بأعداد كاملة كيفية وهي n , m ، ومن أجل كل زوج من هذه الأعداد يوجد موجة بنمط TE وأخرى بنمط TM والتي نسميها بالنمط TE_{mn} أو TM_{mn} .

أشكال الحقول تكون أكثر تعقيدا كلما زاد المعامل m و n الشكل (3−10) ، يبين خطوط الحقل الموافقة لعدة أنماط في دليل الموجة المستطيل ، وفي مختلف المستويات العرضية والطولية .



الشكل (3−10) : التوزيع العرضي للحقول الالكترومغناطيسية لبعض الأنماط المنتشرة في دليل موجة مستطيل ، الخطوط المستمرة تعبر عن الحقول الكهربائية ، والمتقطعة عن الحقول المغناطيسية

ملاحظة:

نذكر بأن النمط الذي يسمى النمط الأساسي ، أي TE_{10} أو TE_{01} يمكن أن يتواجد في دليل الموجة المستطيل ، ولكن لا يمكن تواجد النمط TM_{10} أو TM_{01} ، لأن $\underline{E}_z(x,y)$ يكون عبارة عن جداءات جيبيه تكون صفرية . ولدينا بالافتراض سابقاً أن $\underline{H}_z$ تكون صفرية ، لذلك ستكون كل المركبات الأخرى صفرية .

3-6-3-4- طول الموجة وتردد القطع: Wave length and cutoff frequency

لقد رأينا أن :

$$k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2$$

وبما أن $k_c = \frac{2\pi}{\lambda_c}$ ، لذلك نحصل على طول الموجة وتردد القطع كما يلي :

$$\lambda_c = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}} \qquad (20-3)$$

$$f_c = v\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2} \qquad (21-3)$$

3-7- الأجواف الطنينية الالكترومغناطيسية :

The Electromagnetic Resonant Cavities

الجوف الطنيني الالكترومغناطيسي: هو حجم فارغ أو مملوء بمادة عازلة، محدد من خلال جدران كهربائية (وجوه معدنية أو نواقل) ، أو جدران مغناطيسية (وجوه بعوازل عالية السماحية)، في الحالة الأولى يكون الجوف الطنيني المعدني، وفي الحالة الثانية الجوف الطنيني العازل [10].

في الحالة العامة يمكن أن يأخذ الجوف الطنيني أي شكل هندسي، ولكن عملياً الغالب هو الشكل الاسطواني ذو المقطع الدائري أو المستطيل، ويمكن الحصول على الجوف الطنيني المعدني من خلال إغلاق أدلة الموجة المعدنية المستطيلة أو الدائرية بصفائح معدنية متعامدة مع محور الدليل الطولي.

وهكذا، بواسطة استخدام هوائي بنموذج مغناطيسي أو كهربائي، يمكن تحريض حقل الكترومغناطيسي في داخل الجوف الطنيني، ويمكن إنتاج أمواج مستقرة عندما يتحقق الطنين، وهكذا إذاً الجوف الطنيني يخزن أجزاء من الطاقة الالكترومغناطيسية.

دراسة الشروط الطنينية للجوف الطنيني تسمح بتحديد الأنماط الخاصة ، وكذلك الأطوال والترددات الخاصة بالجوف الطنيني.

عندما يكون الجوف الطنيني مرتبطاً من خلال طريق واحد ، فإن الجوف الطنيني يعمل من خلال الامتصاص أو الانعكاس ، بينما عندما يرتبط من خلال طريقين فإنه يعمل في النقل.

تستخدم الأجواف الطنينية كعناصر طنينية ومقاييس للترددات في دارات التردد العالي، وتستخدم كذلك من أجل قياس ثابت العازلية النسبي العقدي للغاز أو لعينات المواد ذات الأبعاد الصغيرة ، وتستخدم أيضاً من أجل تثبيت التردد الطنيني في هزازات الصمامات وكذلك الترانزيستورات الحقلية .

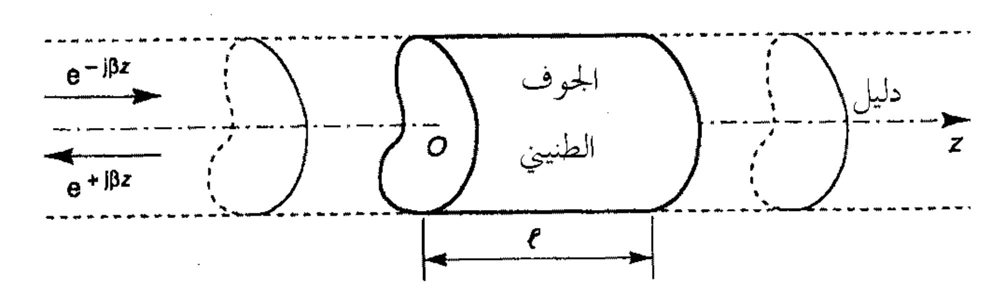
3-7-1- دراسة الشروط الطنينية للجوف الطنيني :

Studies of resonant conditions of cavity

3-7-1-1- أنماط الانتشار الخاصة بالجوف الطنيني :

Propagation modes suitable of cavity

إذا كان لدينا دليل موجة معدني أسطواني، وبدون ضياع على المحور oz ، والذي يكون ذا مقطع عرضي غير محدد " لا على التعيين " ، كما في الشكل (3-11) ، لتكن موجة من النمط TE أو TM ، وهي التي تنتشر في هذا الدليل نحو $z > 0$ وعلى تردد f .



الشكل(3-11) : جوف طنيني مقطوع من دليل موجة اسطواني

تسمى أنماط الطنين الممكنة في الجوف الطنيني بالأنماط الخاصة ، ونرمز لها بـــ TM_{mnp} و TE_{mnp} ، إن الرموز n و m تتعلق بمرتبة النمط TE و TM المعتبر، وتكون أعداداً كاملة أو صفرية ، ولكن لا يمكن أن يكونا صفراً في نفس الوقت ، بالنسبة لقيمة p يجب أن تكون قيمة p موجبة حتماً وكاملة .

نذكر أنه : من أجل جوف طنيني متوازي الوجوه ، يستثنى في النمط TM أن تكون m أو n صفرية .

3-7-1-2- أطوال وترددات الرنين الخاصة بجوف طنيني :

Lengths and resonant frequencies suitable of cavity

نعلم أنه بالنسبة لتردد معطى ، فإن طول الموجة في الدليل يتعلق بطول موجة القطع بالمرتبة (m , n)، وذلك بالنسبة للنمط الذي ينتشر TE_{mn} أو TM_{mn} ، كما يلي :

$$\frac{1}{\lambda_g} = \sqrt{\left(\frac{1}{\lambda}\right)^2 - \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)_{mn}^2} \qquad (22-3)$$

$$\lambda = \frac{v}{f} \qquad (23-3)$$

وتكون أطوال الجوف الطنيني الممكنة هي التالية :

$$\ell_{mnp} = \frac{p}{2}\left[\left(\frac{f}{v}\right)^2 - \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)_{mn}^2\right]^{-1/2} \qquad (24-3)$$

إذاً ، يوجد أطوال خاصة ℓ_{mnp} ممكنة للجوف الطنيني ، تتطابق مع تتابع أنماط TM_{mn} و TE_{mn} ، ومن جهة أخرى ، من أجل كل واحد منهم وتبعا للأرقام الكاملة لـــ P نقول بأن الجوف الطنيني يهتز بنمط TE_{mnp} أو TM_{mnp} .

– إذا كان طول الجوف الطنيني ℓ محدداً :

وبما أن : $\frac{1}{\lambda} = \sqrt{(1/\lambda_g)^2 + (1/\lambda_c)^2_{mn}}$ ، فسيكون لدينا التالي :

$$\lambda_{mnp} = \left[\left(\frac{p}{2\,\ell}\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2_{mn}\right]^{-1/2} \qquad (25-3)$$

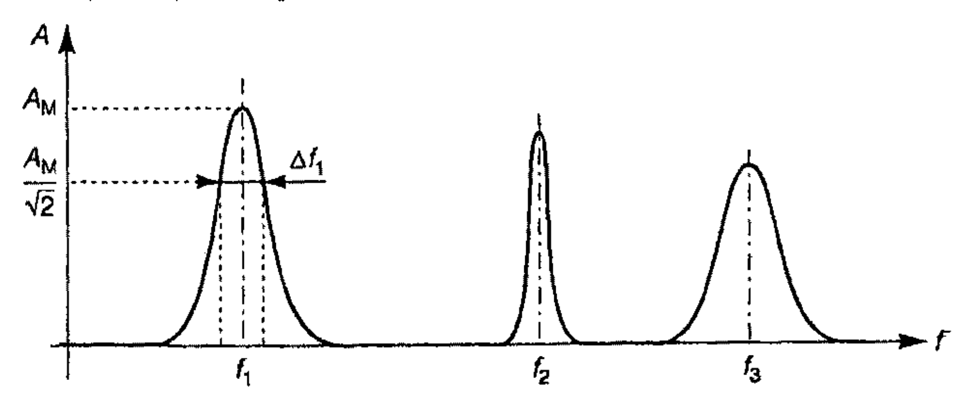
$$f_{mnp} = v\left[\left(\frac{p}{2\,\ell}\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2_{mn}\right]^{1/2} \qquad (26-3)$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad (27-3)$$

إذاً ، يوجد قيم متقطعة للترددات التي يمكن أن تعمل في الجوف الطنيني ، وترتبط من جهة مع العدد الكامل p ، ومن جهة أخرى مع الأنماط المنتشرة TE_{mn} و TM_{mn} ، هذه الترددات تسمى الترددات الخاصة بالجوف الطنيني .

بين الترددات الخاصة للأنماط TE و TM الترددات الأدنى ، والتي تسمى الترددات الأساسية وتوافق النمط الخاص الأساسي " الغالب " للجوف الطنيني ، و هناك أيضاً الترددات الخاصة الأعلى و التي تقترب تردداتها عندما تزداد المرتبة .

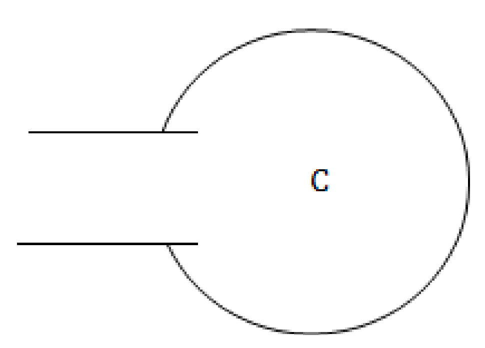
في حالة أن الجوف الطنيني بدون ضياعات، فإن عرض الحزمة يكون صفرياً حول مختلف الترددات الخاصة ، ويشكل طيف متقطع للترددات الوحيدة التوافقية ، لكن عملياً لا يوجد هذا الشيء بسبب وجود الضياعات ، ولذلك سيكون هناك منحنياً طنينياً حول كل تردد خاص ، كما في الشكل (3−12) .



الشكل (3−12) : منحني الاستجابة الطيفي لجوف طنيني بوجود ضياع .

3−7−2− أجواف طنينية موصولة من خلال مدخل واحد : Coupling cavity by one access

إن الجوف الطنيني المبين في الشكل (3−13) ، يعمل انعكاس أو امتصاص ، ومن أجل شرح عمله نميز ثلاث حالات:



الشكل (3−13) : جوف طنيني مرتبط من مدخل واحد

أ) بعيداً عن الطنين : Far of the resonance

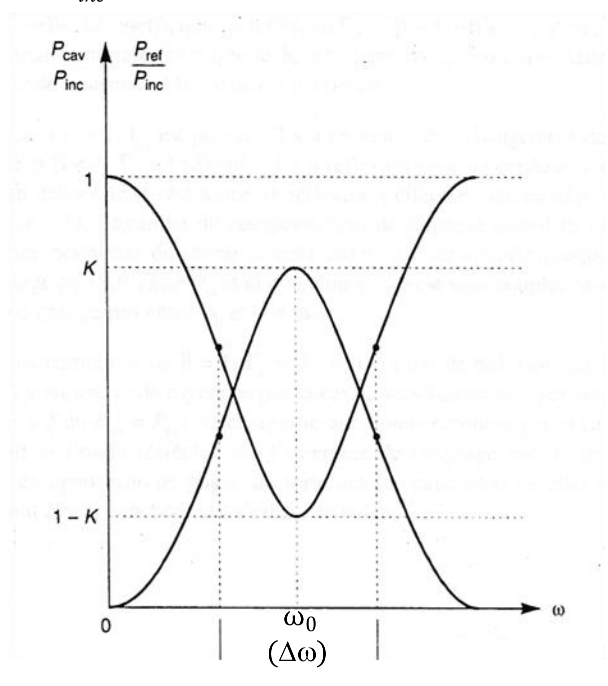
الاستطاعة المنعكسة من الجوف الطنيني تكون أعظمية ، ولا توجد أي استطاعة داخلة إلى الجوف الطنيني ، و بالتالي الجوف الطنيني يتصرف كدارة مقصورة و سيعكس كل الطاقة التي يرسلها له المولد ولن يخزن أية طاقة بداخله .

ب) بالقرب من الطنين : Near of the resonance

في هذه الحالة ، الجوف الطنيني لا يتصرف كدارة مقصورة وإن جزءاً من الطاقة المرسلة من المولد سوف تنعكس مباشرةً عن مستوي المدخل ، وجزءاً آخر يكون مرسلاً إلى داخل الجوف الطنيني ، حيث الموجة الناتجة تعاني من انعكاسات متعددة على الجدران الداخلية للجوف الطنيني .

الشكل (3−14) يبين تغيرات الاستطاعة المنتقلة إلى الجوف الطنيني $\frac{P_{cav}}{P_{inc}}$ ، و يظهر أيضاً تغيرات الاستطاعة المنعكسة من خلال الجوف الطنيني $\frac{P_{ref}}{P_{cav}}$.

هذان المنحنيان يكونان متكاملين ، وذلك عند الطنين، حيث $\frac{P_{cv}}{P_{inc}} = \mathrm{K}$ ،و $\frac{P_{ref}}{P_{cav}} = 1 - K$.



الشكل (3−14) : منحني تغيرات الاستطاعة المنقولة إلى الجوف الطنيني والمنعكسة عنه

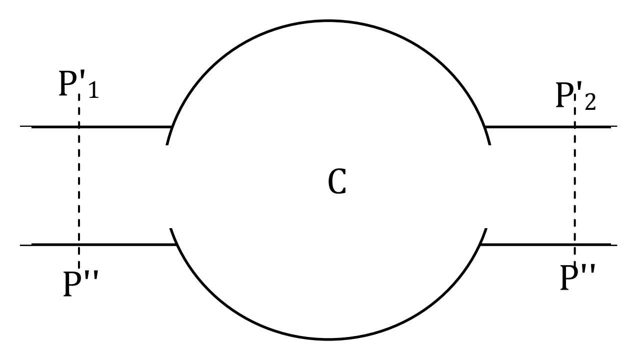
ج) عند الطنين $(\omega = \omega_0)$ At the resonance :

من خلال المنحنيات المرسومة ، نرى أن الاستطاعة المنقولة إلى الجوف الطنيني ، تكون أعظمية بينما الاستطاعة المنعكسة أصغرية و معامل الانعكاس يكون حقيقياً ويمر من خلال قيم أصغرية .

3-7-3- الأجواف الطنينية الموصولة من خلال مدخلين:

Connection of cavity by two access

يكون للجوف الطنيني مدخلين من خلالهما يتحقق اتصال من طرف مع المنبع ومن الطرف الآخر مع حمل ، كما في الشكل (3-15) ، هذا الجوف الطنيني يعمل بحالة امتصاص بالنسبة للمدخل الموصول مع المنبع ، وبحالة إرسال بالنسبة للمدخل الموصول إلى الحمل ، وبشكل عام يعمل بالنقل من المنبع إلى الحمل .



الشكل (3-15) : الجوف الطنيني الموصل من مدخلين

الفصل الرابع

الطرق المستخدمة في دراسة الانقطاع في دليل الموجة

Methods for Studying the Discontinuity in Wave Guide

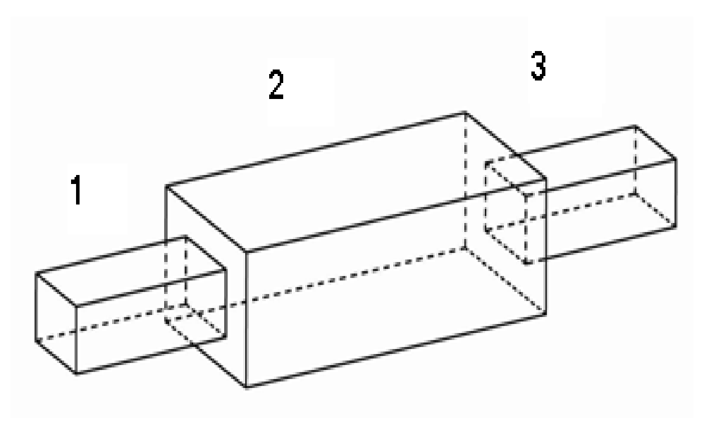
- طريقة الفروقات المحددة
- طريقة Green
- الطريقة التكاملية
- طريقة Galerkin

الطرق المستخدمة في دراسة الانقطاع في دليل الموجة

Methods for Studying the Discontinuity in Wave Guide

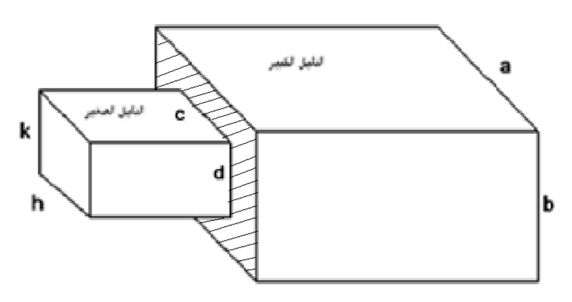
4-1- مقدمة :

ذكرنا سابقاً في مقدمة البحث أن الشكل المقترح للمرشح المصمم هو عبارة عن ثلاثة أدلة موجة بأبعاد مختلفة متصلة مع بعضها كما هو مبين في الشكل (4-1)، نأخذ مجال معين من الترددات على دخل دليل الموجة الأول، كل تردد من هذه الترددات سينتشر ضمن دليل الموجة وفق أنماط مختلفة، هذه الأنماط ستنتشر ضمن دليل الموجة الأول حتى تصل إلى منطقة الانقطاع (منطقة تغير الأبعاد) وبعد منطقة الانقطاع سنميز ثلاث حالات:



الشكل (4-1): الشكل المدروس

قسم من هذه الأنماط سيتخامد، وقسم منها سيعبر منطقة الانقطاع وينتشر ضمن دليل الموجة الثاني (الذي يكون كما هو مبين بالشكل (4-1) عبارة عن جوف طنيني موصول من الطرفين بدليلي موجة متشابهين تماماً وبأبعاد أصغر)، وسيتولد لدينا أنماط جديدة تنتشر في دليل الموجة الثاني.
وستتكرر هذه الحالة في منطقة الانقطاع الثانية وسنحصل في خرج دليل الموجة الثالث (الأخير) على أنماط جديدة غير التي تم إرسالها، وبالتالي سيكون هناك ترشيح لبعض الترددات.
ولدراسة الانقطاع في دليل الموجة (المبين بالشكل (4-2)) و تأثير هذا الانقطاع على انتشار الأمواج الميكروية يوجد لدينا عدة طرق سنشير إليها بشكل مختصر في هذا الفصل و سنركز على طريقة Galerkin التي تم تطبيقها في دراسة منطقة الانقطاع في هذا البحث.



الشكل (4–2): الانقطاع في دليل الموجة

4–1–1– طريقة الفروقات المحددة :

إن طريقة الفروقات المحددة هي طريقة تقريبية تعطي مباشرة حل معادلات ماكسويل عند نقاط منطقة الانقطاع المدروسة وذلك في المجال الزمني المدروس [11].

يتم تقسيم منطقة الانقطاع المطلوب تحليلها إلى عناصر مستطيلة الشكل ذات أبعاد $\Delta X, \Delta Y, \Delta Z$ حيث يتم اختيار التقطيع الفراغي على المحاور الإحداثية الثلاثة حسب البنية المدروسة والتردد العامل .

يتم في البداية افتراض أن كل الحقول معدومة ، ومن ثم يتم حساب الحقول في الخلية المجاورة اعتماداً على هذه القيمة الابتدائية المفروضة ، ثم يتم حساب الحقول في الخلية التالية اعتماداً على قيمة الحقل التي حسبت للتو في الخلية السابقة.

أي أن المطلوب هو دراسة التأثير المتبادل مابين المواقع المتجاورة ، وذلك خلال تقدم الحقول بخطوات زمنية متقطعة على الخلايا الفراغية .

4–1–2– طريقة Green :

تعتمد هذه الطريقة في تحديد تردد العمل في منطقة الانقطاع على قوانين الاستقطاب المتعاكس للحقول الناتجة في منطقة الانقطاع [12].

يتم تحديد تردد العمل في منطقة الانقطاع باستخدام هذه الطريقة باتباع الخطوات التالية :

1 –تحديد أبعاد أدلة الموجة المشكلة للانقطاع .

2 –تحديد مركبة الحقل الكهربائي $E=E(x,y)$.

3 –تطبيق معادلات ماكسويل من أجل شريحة دليل موجة مستطيل .

4 –استخدم تابع Green من أجل الحصول على العلاقة المعبرة عن التردد بدلالة أبعاد دليل الموجة .

5 –رسم العلاقة المعبرة عن التردد بدلالة الممانعة $z = r + jx$ ويكون التردد المطلوب هو التردد الذي تكون عنده r عظمى و x معدومة .

سلبيات هذه الطريقة :

1 –معقدة من أجل عدة أنماط .

2 –صعوبة في تحليل المعادلات الرياضية.

4-1-3- الطريقة التكاملية:

تعتمد هذه الطريقة في تحديد تردد العمل في منطقة الانقطاع على اتباع الخطوات التالية [13]:

1- رسم الدارة الكهربائية المكافئة لمنطقة الانقطاع و تحديد السماحيات المتواجدة في الدارة .
2- تحديد قيمة الجهد والتيار والاستطاعة لهذه الدارة الكهربائية .
3- استنتاج العلاقة المعبرة عن التردد بدلالة الضياع في الدارة وذلك بالإعتماد على تكاملات معقدة وطويلة.
4- تتم التغذية بحقل وحيد النمط من أجل رسم العلاقة المعبرة عن التردد بدلالة الضياع ويكون التردد المطلوب هو التردد الذي يكون عنده الضياع أقل ما يمكن .

سلبيات هذه الطريقة:

1- من أجل أبعاد كبيرة لمنطقة الانقطاع يزداد الضياع وبالتالي لايوجد دقة في تحديد التردد.
2- التكاملات المستخدمة معقدة وطويلة .
3- صعوبة في تحليل المعادلات الرياضية المستخدمة.

4-1-4- طريقة Galerkin :

إن الطريقة المستخدمة في دراسة منطقة الانقطاع في هذا البحث هي طريقة Galerkin التي تهدف إلى دراسة تأثير تغير الأبعاد لدليل الموجة على انتشار الأنماط و ذلك عن طريق حساب ممانعة منطقة الانقطاع للأنماط المنتشرة و يتم حساب الممانعة المكافئة للانقطاع في دليل الموجة بمكافئة الانقطاع في دليل الموجة بدارة كهربائية ثم حساب الممانعة المكافئة لهذه الدارة [14].

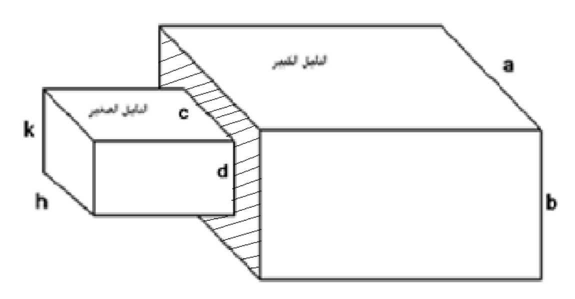
4-1-4-1- دراسة طريقة Galerkin :

تعتمد طريقة Galerkin على:

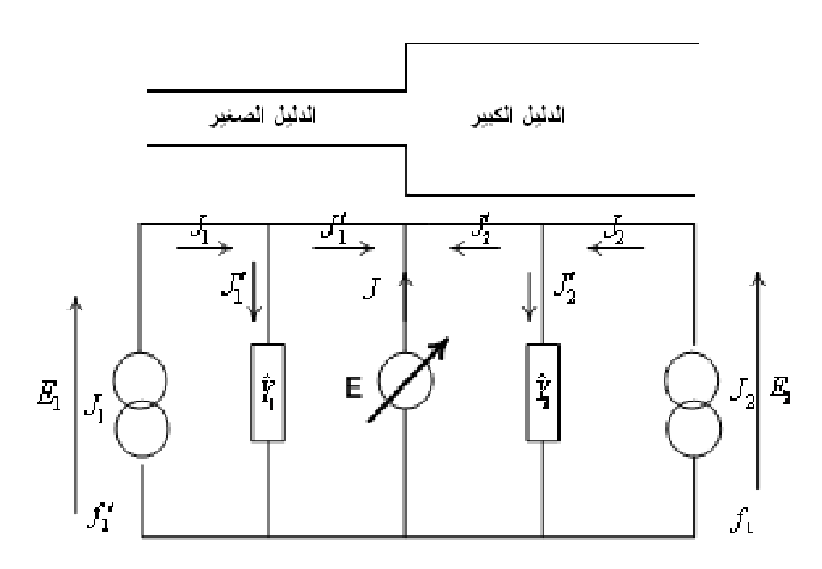
1 - تحديد التوابع المولدة للأنماط (TE ،TM) من أجل كل دليل من أدلة الموجة المشكلة للانقطاع.
2 - الدارة الكهربائية المكافئة للانقطاع آخذين في الاعتبار تابع مولد للأنماط في مستوى الانقطاع يسمى بتابع المحاولة.
3 - استخدام قوانين كيرشوف من أجل الحسابات الكهربائية في الدارة المكافئة للانقطاع وذلك للوصول إلى مصفوفة الانقطاع [Z].

بفرض أن أبعاد دليل الموجة الصغير h , k ، أبعاد دليل الموجة الكبير a , b ، أبعاد منطقة الانقطاع c , d أو h , k (h=c , k=d).

يبين الشكل(4-3) : الانقطاع في دليل الموجة والدارة الكهربائية المكافئة له.



الشكل(4-3-a): الانقطاع في دليل الموجة



الشكل(4-3-b): الدارة الكهربائية المكافئة للانقطاع في دليل الموجة

4-1-4-2- التحليل الرياضي للدارة الكهربائية المكافئة:

Y_1: السماحية المعبرة عن الدليل الصغير.

Y_2: السماحية المعبرة عن الدليل الكبير.

J_1: التيار الناتج عن أنماط الدليل الصغير.

J_2: التيار الناتج عن أنماط الدليل الكبير.

E1: منبع الجهد الناتج عن أنماط الدليل الصغير.

E2: منبع الجهد الناتج عن أنماط الدليل الكبير.

E: منبع الجهد المعبر عن الانقطاع في دليل الموجة.

من الدارة الكهربائية المكافئة نجد:

$$E = E_1 = E_2 \qquad (1\text{-}4)$$

$$J + J_1^{'} + J_2^{'} = 0 \Rightarrow J = -J_1^{'} - J_2^{'}$$

$$J_1^{'} = J_1 - J_1^{''} : J_1^{''} = E_1 Y_1$$
$$J_2^{'} = J_2 - J_2^{''} : J_2^{''} = E_2 Y_2$$
$$J_1^{'} = J_1 - E_1 Y_1 = J_1 - E Y_1$$
$$J_2^{'} = J_2 - E_2 Y_2 = J_2 - E Y_2$$

$$\Rightarrow J = -J_1 - J_2 + (Y_1 + Y_2) E \qquad (2\text{-}4)$$

يمكن كتابة المعادلتين(4−4) و(4−5) بالشكل:

$$\begin{vmatrix} E_1 \\ E_2 \\ J \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ -1 & -1 & Y_1 + Y_2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} J_1 \\ J_2 \\ E \end{vmatrix} \qquad (3-4)$$

بفرض أنه لدينا نمط واحد منتشر في الدليل الصغير هو $f_1^{'}$ ونمط واحد منتشر في الدليل الكبير هو f_1 :

لذلك يمكن أن نكتب:

$$\begin{aligned} &E_1 = V_1 f_1^{'} \Rightarrow J_1 = I_1 f_1^{'} \\ &E_2 = V_2 f_1 \Rightarrow J_2 = I_2 f_1 \\ &E = \sum_q X_q f_q \end{aligned} \qquad (4-4)$$

V1: قيمة الجهد الناتج عن الأنماط المنتشرة في الدليل الصغير.

V2: قيمة الجهد الناتج عن الأنماط المنتشرة في الدليل الكبير.

X_q: مطال الحقل الكهربائي E.

f_q: الأنماط الأساسية المؤثرة على الانقطاع.

أما في حال وجود عدة أنماط في كل دليل يكون لدينا [15]:

$$\begin{aligned} &J_1 = \sum_n I_{1n} f_n^{'} \\ &J_2 = \sum_n I_{2n} f_n \end{aligned} \qquad (5-4)$$

من أجل معرفة الأنماط المنتشرة في الدليل سنستخدم تابع محاولة $f_p = f_q$ لذلك تصبح المعادلة (4−3) بالشكل التالي:

$$\begin{vmatrix} V_1 \\ V_2 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & < f_1^{'} / f_p > \\ 0 & 0 & < f_1 / f_p > \\ -< f_p / f_1^{'} > & -< f_p / f_1 > & < f_p (Y_1 + Y_2) f_q > \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \sum_q X_q \end{vmatrix} \qquad (6-4)$$

$< f_1^{'} / f_p >$: الجداء السلمي لتابع المحاولة مع الأنماط المنتشرة في الدليل الصغير .

$< f_1 / f_p >$: الجداء السلمي لتابع المحاولة مع الأنماط المنتشرة في الدليل الكبير .

$< f_p (Y_1 + Y_2) f_q >$: القيمة المعبرة عن سماحيتي الدارة الكهربائية وجميع الأنماط المنتشرة في هذه الدارة .

حيث :

$$y_1^{TE} = (\gamma_1 / jw\mu_0)\cot(\gamma_1 l_1) \ , \ y_2^{TE} = (\gamma_2 / jw\mu_0)\cot(\gamma_2 l_2)$$

$$y_1^{TM} = (jw\varepsilon_0 / \gamma_1)\cot(\gamma_1 l_1) \ , \ y_2^{TM} = (jw\varepsilon_0 \varepsilon_r / \gamma_2)\cot(\gamma_2 l_2)$$

$$w = 2\pi f \quad , \quad k_0 = 2\pi / \lambda$$

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} , \varepsilon_0 = 1/36\pi 10^{9}$$

$$\gamma_2^{\ 2} = \frac{m^2\pi^2}{a^2} + \frac{n^2\pi^2}{b^2} - k_o^2 \quad , \quad \gamma_1^2 = \frac{m^2\pi^2}{a^2} + \frac{n^2\pi^2}{b^2} - k_0^2 \varepsilon_r$$

$\lambda[m]$: طول الموجة.

$c[m/\sec]$: سرعة الضوء في الخلاء.

$f[HZ]$: تردد الهوائي الشرائحي المطبوع.

$l[m]$: طول دليل الموجة.

ε_r : ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة.

γ_1, γ_2 : ثابت الانتشار.

في الحالة العامة التي يتم فيها انتشار جميع الأنماط في الدارة يمكن كتابة المعادلة (4−6) بالشكل التالي:

$$\begin{vmatrix} V_1 \\ V_2 \\ 0 \\ 0 \\ \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & < f_1 f_1^{'} > & < f_2 f_1^{'} > & < f_p f_1^{'} > \\ 0 & 0 & < f_1 f_1 > & < f_2 f_1 > & < f_p f_1 > \\ - < f_1 f_1^{'} > & - < f_1 f_1 > & < f_1 (Y_1 + Y_2) f_1 > & & < f_1 (Y_1 + Y_2) f_q > \\ - < f_2 f_1^{'} > & - < f_2 f_1 > & < f_2 (Y_1 + Y_2) f_1 > & & < f_2 (Y_1 + Y_2) f_q > \\ & & & & \\ - < f_p f_1^{'} > & - < f_p f_1 > & < f_p (Y_1 + Y_2) f_1 > & & < f_p (Y_1 + Y_2) f_q > \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ X_1 \\ X_2 \\ \\ X_Q \end{vmatrix}$$

يمكن أن نكافئ هذه المعادلة المصفوفية بالمصفوفة التالية :

$$\begin{vmatrix} V_1 \\ V_2 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & [A] \\ 0 & 0 & [B] \\ -[A]^t & -[B]^t & [D] \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ [X] \end{vmatrix} \quad (7-4)$$

$$V_1 = [A][X], V_2 = [B][X]$$

$$[A]^t I_1 + [B]^t I_2 = [D][X] \Rightarrow \left[[A]^t [B]^t\right] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [D][X] \Rightarrow$$

$$[X] = [D]^{-1} \left[[A]^t [B]^t\right] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A] \\ [B] \end{bmatrix} [X] \Rightarrow \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A] \\ [B] \end{bmatrix} [D]^{-1} \left[[A]^t [B]^t\right] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \Rightarrow$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} [A] \\ [B] \end{bmatrix} [D]^{-1} \left[[A]^t [B]^t\right] \quad (8-4)$$

تعبر المعادلة (4–8) عن ممانعة الانقطاع في دليل الموجة، حيث :

[A] : مصفوفة تتعلق بالأنماط المنتشرة في الدليل الأول.

[B] : مصفوفة تتعلق بالأنماط المنتشرة في الدليل الثاني.

[D] : مصفوفة تتعلق بالأنماط المنتشرة في الدليلين الأول والثاني وسماحيتي الدليلين الأول و الثاني .

4–1–4–3– اختيار تابع المحاولة :

في المصفوفات السابقة لاحظنا وجود عناصر من الشكل $< w \ u >$ هي عبارة عن الجداء السلمي Scalar Product بين التوابع المولدة للأنماط (TE ،TM) في الدليلين الأول والثاني وبين تابع المحاولة المفروض في منطقة الانقطاع.

في دراستنا سنعتبر أن تابع المحاولة في منطقة الانقطاع (عدم الاستمرارية) له نفس شكل التابع المولد للأنماط في دليل الموجة الأول (الصغير) ولكن ليس بالضرورة أن يكون لدينا نفس عدد الأنماط في الدليل الأول ومنطقة الانقطاع.

4-1-4-4- مفهوم علاقة الجداء السلمي:

تعطى علاقة الجداء السلمي Scalar Product بين نمطين منتشرين f_p ، f_q كما يلي [16]:

$$\left\langle f_p / f_q \right\rangle = \iint_{xy} (f_{px}^{*} f_{qx} + f_{py}^{*} f_{qy}) \, dxdy \qquad (9-4)$$

إن علاقة الجداء السلمي تعطينا فكرة عن الارتباط بين الأنماط، أي إن النمط لن يكون موجود بواسطة نمط آخر إلا إذا كانت علاقة الجداء السلمي بينهما لا تساوي الصفر.

الفصل الخامس

تصميم مرشح ميكروي باستخدام طريقة غالركين في دراسة عدم الاستمرارية في دليل الموجة

Microwave Filter Design using Galerkin Method for studying the Discontinuity in Wave Guide

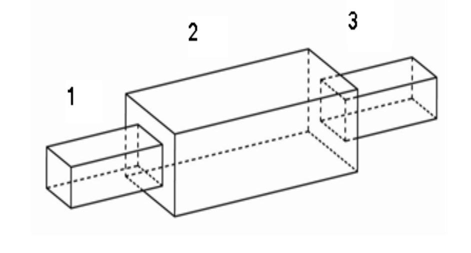
- ❖ تطبيق طريقة Galerkin على منطقة الانقطاع.
- ❖ إيجاد مصفوفة التبعثر الكلية [Seq] للمرشح المصمم.
- ❖ ملخص النتائج و التوصيات.

تصميم مرشح ميكروي باستخدام طريقة غالركين في دراسة عدم الاستمرارية في دليل الموجة

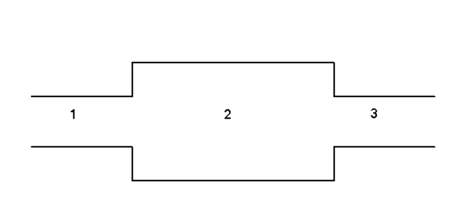
Microwave Filter Design using Galerkin Method for studying the Discontinuity in Wave Guide

5-1- مقدمة :

الشكل المقترح للمرشح هو عبارة عن ثلاثة أدلة موجة بأبعاد مختلفة متصلة مع بعضها كما هو مبين في الشكل (5-1) ، نأخذ مجال معين من الترددات على دخل دليل الموجة الأول، كل تردد من هذه الترددات سينتشر ضمن دليل الموجة وفق أنماط مختلفة، هذه الأنماط ستنتشر ضمن دليل الموجة الأول حتى تصل إلى منطقة الانقطاع (منطقة تغير الأبعاد) وبعد منطقة الانقطاع سنميز ثلاث حالات:



الشكل (5-1-a): المرشح المصمم



الشكل (5-1-b): مقطع طولي للمرشح المصمم

قسم من هذه الأنماط سيتخامد، وقسم منها سيعبر منطقة الانقطاع وينتشر ضمن دليل الموجة الثاني (الذي يكون كما هو مبين بالشكل (5-1) عبارة عن جوف طنيني موصول من الطرفين بدليلي موجة متشابهين تماماً وبأبعاد أصغر)، وسيتولد لدينا أنماط جديدة تنتشر في دليل الموجة الثاني.

وستتكرر هذه الحالة في منطقة الانقطاع الثانية وسنحصل في خرج دليل الموجة الثالث (الأخير) على أنماط جديدة غير التي تم إرسالها، وبالتالي سيكون هناك ترشيح لبعض الترددات.

لتحديد خصائص هذا المرشح تم تطبيق طريقة Galerkin على منطقة الانقطاع لدراسة تأثير تغير الأبعاد على انتشار الأنماط و بهدف تحديد تردد العمل في هذه المنطقة، و تم إيجاد مصفوفة التبعثر الكلية [Seq] للمرشح المصمم لتحديد تردد الرنين و حزمة التمرير لهذا المرشح، كما تم دراسة علاقة تردد الرنين

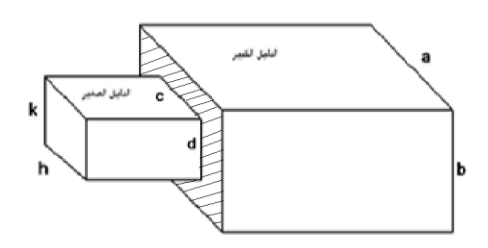
للمرشح المصمم مع بارمترات المرشح (طول الجوف الطنيني، أبعاد فتحة الانقطاع، ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة) بهدف الاستفادة منها في تحديد البارمترات المطلوبة للمرشح المصمم ، و تم نمذجة كافة الحسابات والنتائج باستخدام برنامج الماتلاب.

بناءً على ما سبق سيكون لدينا خطوات البحث التالية:

- ❖ تطبيق طريقة Galerkin على منطقة الانقطاع.
  - دراسة تأثير الانقطاع على انتشار الأنماط .
  - حساب التكاملات I_1 ، I_2 ، I_3 ، I_4 .
  - تحديد تردد العمل في منطقة الانقطاع.
    - ✓ تحديد تردد العمل في منطقة الانقطاع (في حال عدم وجود تغذية).
    - ✓ تحديد تردد العمل في منطقة الانقطاع (في حال وجود تغذية).
  - رسم القسم الحقيقي والقسم التخيلي لممانعة الدخل.
    - ✓ رسم القسم الحقيقي والقسم التخيلي لممانعة الدخل (في حال عدم وجود تغذية).
    - ✓ رسم القسم الحقيقي والقسم التخيلي لممانعة الدخل (في حال وجود تغذية).
  - دراسة منحنيات التقارب والاستقرار.
  - التحقق من نتائج تطبيق طريقة Galerkin على منطقة الانقطاع بالمقارنة مع طرق أخرى .
    - ✓ مقارنة نتائج طريقة Galerkin مع نتائج طريقة Genetic Algorithm .
    - ✓ مقارنة نتائج طريقة Galerkin مع نتائج طريقة Green .
    - ✓ مقارنة نتائج طريقة Galerkin مع نتائج الطريقة التكاملية.
- ❖ إيجاد مصفوفة التبعثر الكلية [Seq] للمرشح المصمم.
  - تحديد خصائص المرشح اعتماداً على معامل الإرسال T و معامل الانعكاس R .
  - دراسة علاقة تردد الرنين للمرشح المصمم مع طول الجوف الطنيني.
  - دراسة علاقة تردد الرنين للمرشح المصمم مع أبعاد فتحة الانقطاع.
  - دراسة علاقة تردد الرنين للمرشح المصمم مع ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة.

5-2- تطبيق طريقة Galerkin على منطقة الانقطاع :

الشكل (5-2) يبين منطقة الانقطاع (منطقة تغير الأبعاد) .



الشكل(5-2): الانقطاع في دليل الموجة

تعطى معادلات التوابع المولدة للأنماط (TE ،TM) في أدلة الموجة ذات الجدران المعدنية المشكلة للانقطاع (دليل الموجة الصغير أبعاده h ،k ودليل الموجة الكبير أبعاده a ،b) بالعلاقات التالية:

1- الدليل الكبير: TE_{mn}, TM_{mn} :

TE_{mn} :

$$E_x^e = \frac{n\sqrt{\frac{2\tau_{mn}}{ab}}}{b\sqrt{\frac{n^2}{b^2}+\frac{m^2}{a^2}}}\cos\frac{m\pi x}{a}\sin\frac{n\pi x}{b} \qquad : x = x+\frac{a}{2}, y = y+\frac{b}{2} \qquad (1-5)$$

$$E_y^e = \frac{-m\sqrt{\frac{2\tau_{mn}}{ab}}}{a\sqrt{\frac{n^2}{b^2}+\frac{m^2}{a^2}}}\sin\frac{m\pi x}{a}\cos\frac{n\pi x}{b} \qquad (2-5)$$

TM_{mn}:

$$E_x^m = \frac{-m\sqrt{\frac{2\tau_{mn}}{ab}}}{a\sqrt{\frac{m^2}{a^2}+\frac{n^2}{b^2}}}\cos\frac{m\pi x}{a}\sin\frac{n\pi y}{b} \qquad (3-5)$$

$$E_y^m = \frac{-n\sqrt{\frac{2\tau_{mn}}{ab}}}{b\sqrt{\frac{m^2}{a^2}+\frac{n^2}{b^2}}}\sin\frac{m\pi x}{a}\cos\frac{n\pi y}{b} \qquad (4-5)$$

$$A_{mn} = Ae = Am = \frac{\sqrt{\frac{2\tau}{ab}}}{\sqrt{\frac{m^2}{a^2}+\frac{n^2}{b^2}}} \qquad (5-5)$$

A_{mn} : ثابت يتعلق بالدليل الكبير

τ_{mn} : ثابت يتعلق بالأنماط m ,n

2− الدليل الصغير: te_{mn}, tm_{mn} :

te_{mn} :

$$e_x^e = \frac{n'}{d} A'_{mn} \cos\frac{m'\pi x}{c} \sin\frac{n'\pi y}{d} \qquad (6-5)$$

$$e_y^e = \frac{-m'}{c} A'_{mn} \sin\frac{m'\pi x}{c} \cos\frac{n'\pi y}{d} \qquad (7-5)$$

tm_{mn} :

$$e_x^m = \frac{-m'}{c} A'_{mn} \cos\frac{m'\pi x}{c} \sin\frac{n' by}{d} \qquad (8-5)$$

$$e_y^m = \frac{-n}{d} A'_{mn} \sin\frac{m'\pi x}{c} \cos\frac{n' by}{d} \qquad (9-5)$$

5−2−1− دراسة تأثير الانقطاع على انتشار الأنماط :

سوف ندرس تأثير الانقطاع على توزع الأنماط في أربع حالات :

TE/te , TE/tm , TM/te , TM/tm

1 ⊣الحالة الأولى (TE/te) : النمط المنتشر في الدليل الكبير TE والنمط المنتشر في الدليل الصغير te وعدد الأنماط في الدليل الكبير q(m, n) وعدد الأنماط في الدليل الصغير p(m', n') .

بتطبيق قانون الجداء السلمي بين النمطين المنتشرين:

$$I = \left\langle f_p / f_q \right\rangle = \iint_{xy} (f_{px}^* f_{qx} + f_{py}^* f_{qy})\, dxdy \qquad (10-5)$$

$$f_{px} = e_x = (n'/d) A'_{m'n'} \cos(m'\pi x/c) \sin(n'\pi y/d)$$

$$f_{py} = e_y = (-m'/c) A'_{m'n'} \sin(m'\pi x/c) \cos(n'\pi y/d)$$

$$f_{qx} = E_x = (n/b) A_{mn} \cos(m\pi x/a) \sin(n\pi y/b)$$

$$f_{qy} = E_y = (-m/a) A_{mn} \sin(m\pi x/a) \cos(n\pi y/b)$$

$$A'_{m'n'} = \sqrt{\frac{\frac{2\tau_{m'n'}}{cd}}{(\frac{n'}{d})^2 + (\frac{m'}{c})^2}} \qquad ,\tau_{m'n'} = 2 : n' \;\&\; m' = 0 \quad , \quad \tau_{m'n'} = 1 : n' (or) m' = 0$$

$$A_{mn} = \sqrt{\frac{\frac{2\tau_{mn}}{ab}}{(\frac{n}{b})^2 + (\frac{m}{a})^2}} \quad , \tau_{mn} = 2 : n \ \& \ m = 0 \ , \ \tau_{mn} = 1 : n \ (or) m = 0$$

$$I = \iint \frac{n'n}{db} A'_{m'n'} A_{mn} \cos(\frac{m'\pi x}{c}) \sin(\frac{n'\pi y}{d}) \cos(\frac{m\pi x}{a}) \sin(\frac{n\pi y}{b}) dxdy +$$

$$\iint \frac{m'm}{ca} A'_{m'n'} A_{mn} \sin(\frac{m'\pi x}{c}) \cos(\frac{n'\pi y}{d}) \sin(\frac{m\pi x}{a}) \cos(\frac{n\pi y}{b}) dxdy =$$

$$A'_{m'n'} A_{mn} \left[\frac{n'n}{db} \int_x \cos\frac{m'\pi x}{c} \cos\frac{m\pi x}{a} dx \int_y \sin\frac{n'\pi y}{d} \sin\frac{n\pi y}{b} dy \right] +$$

$$A'_{m'n'} A_{mn} \left[\frac{m'm}{ca} \int_x \sin\frac{m'\pi x}{c} \sin\frac{m\pi x}{a} dx \int_y \cos\frac{n'\pi y}{d} \cos\frac{n\pi y}{b} dy \right]$$

$$I = \langle TE / te \rangle = A'_{mn} A_{mn} \left[\frac{nn'}{db} I_1 I_2 + \frac{mm'}{ca} I_3 I_4 \right] \qquad (11-5)$$

$$I_1 = \int_{-\frac{c}{2}}^{\frac{c}{2}} \cos\frac{m'\pi x}{c} \cos\frac{m\pi x}{a} dx \qquad (12-5)$$

$$I_2 = \int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} \sin\frac{n'\pi y}{d} \sin\frac{n\pi y}{b} dy \qquad (13-5)$$

$$I_3 = \int_{-\frac{c}{2}}^{\frac{c}{2}} \sin\frac{m'\pi x}{c} \sin\frac{m\pi x}{a} dx \qquad (14-5)$$

$$I_4 = \int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} \cos\frac{n'\pi y}{d} \cos\frac{n\pi y}{b} dy \qquad (15-5)$$

2- الحالة الثانية (TE/tm) : النمط المنتشر في الدليل الكبير TE والنمط المنتشر في الدليل الصغير tm وعدد الأنماط في الدليل الكبير q(m, n) وعدد الأنماط في الدليل الصغير p(m', n') .

$$\langle TE / tm \rangle = A'_{mn} A_{mn} \left[\frac{-nm'}{bc} I_1 I_2 + \frac{n'm}{da} I_3 I_4 \right] \qquad (16\text{-}5)$$

3 -الحالة الثالثة (TM/te) : النمط المنتشر في الدليل الكبير TM والنمط المنتشر في الدليل الصغير te وعدد الأنماط في الدليل الكبير q(m, n) وعدد الأنماط في الدليل الصغير p(m', n') .

$$< TM \ / te >= A'_{mn} A_{mn} \left[\frac{-n'm}{da} I_1 I_2 + \frac{m'n}{cb} I_3 I_4 \right] \qquad (17\text{-}5)$$

4 -الحالة الرابعة (TM/tm) : النمط المنتشر في الدليل الكبير TM والنمط المنتشر في الدليل الصغير tm وعدد الأنماط في الدليل الكبير q(m, n) وعدد الأنماط في الدليل الصغير p(m', n') .

$$< TM \ / tm >= A'_{mn} A_{mn} \left[\frac{mm'}{ac} I_1 I_2 + \frac{nn'}{bd} I_3 I_4 \right] \qquad (18\text{-}5)$$

5-2-2- حساب التكاملات I_1 ، I_2 ، I_3 ، I_4 :

- حساب التكامل I_1 :

$$I_1 = \int_{-\frac{c}{2}}^{\frac{c}{2}} cos\left(\frac{m'\pi x}{c}\right) cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) dx$$

$$= \frac{1}{2}\int_{-\frac{c}{2}}^{\frac{c}{2}} \left[cos\left(\frac{m'\pi}{c}+\frac{m\pi}{a}\right)x + cos\left(\frac{m'\pi}{c}-\frac{m\pi}{a}\right)x\right] dx \qquad (19-5)$$

$$= \frac{1}{2}\left[\frac{sin\left(\frac{m'\pi}{c}+\frac{m\pi}{a}\right)x}{\left(\frac{m'\pi}{c}+\frac{m\pi}{a}\right)} + \frac{sin\left(\frac{m'\pi}{c}-\frac{m\pi}{a}\right)x}{\left(\frac{m'\pi}{c}-\frac{m\pi}{a}\right)}\right]_{-\frac{c}{2}}^{\frac{c}{2}}$$

$$= \frac{1}{2}\left[\frac{sin\left(\frac{m'\pi}{2}+\frac{m\pi c}{2a}\right)}{\left(\frac{m'\pi}{c}+\frac{m\pi}{a}\right)} + \frac{sin\left(\frac{m'\pi}{2}-\frac{m\pi c}{2a}\right)}{\left(\frac{m'\pi}{c}-\frac{m\pi}{a}\right)} + \frac{sin\left(\frac{m'\pi}{2}+\frac{m\pi c}{2a}\right)}{\left(\frac{m'\pi}{c}+\frac{m\pi}{a}\right)} + \frac{sin\left(\frac{m'\pi}{2}-\frac{m\pi c}{2a}\right)}{\left(\frac{m'\pi}{c}-\frac{m\pi}{a}\right)}\right]$$

$$= \frac{2}{2}\left[\frac{sin\left(\frac{m'\pi}{2}+\frac{m\pi c}{2a}\right)}{\left(\frac{m'\pi}{c}+\frac{m\pi}{a}\right)} + \frac{sin\left(\frac{m'\pi}{2}-\frac{m\pi c}{2a}\right)}{\left(\frac{m'\pi}{c}-\frac{m\pi}{a}\right)}\right]$$

$$= \left[\frac{\left[\frac{m'\pi}{c}-\frac{m\pi}{a}\right]\left[sin\left(\frac{m'\pi}{2}\right)cos\left(\frac{m\pi c}{2a}\right) + cos\left(\frac{m'\pi}{2}\right)sin\left(\frac{m\pi c}{2a}\right)\right]}{\left(\frac{m'\pi}{c}\right)^2-\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2} \right. +$$

$$\left.\frac{\left[\frac{m'\pi}{c}+\frac{m\pi}{a}\right]\left[\sin\left(\frac{m'\pi}{2}\right)\cos\left(\frac{m\pi c}{2a}\right)-\cos\left(\frac{m'\pi}{2}\right)\sin\left(\frac{m\pi c}{2a}\right)\right]}{\left(\frac{m'\pi}{c}\right)^2-\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2}\right]$$

$$\Rightarrow \quad I_1=\frac{\left(\frac{2m'\pi}{c}\right)\left[\sin\left(\frac{m'\pi}{2}\right)\cos\left(\frac{m\pi c}{2a}\right)\right]-\left(\frac{2m\pi}{a}\right)\left[\cos\left(\frac{m'\pi}{2}\right)\sin\left(\frac{m\pi c}{2a}\right)\right]}{\left(\frac{m'\pi}{c}\right)^2-\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2} \qquad (20-5)$$

- حساب التكامل I_2 :

$$I_2=\int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}}\sin\left(\frac{n'\pi y}{d}\right)\sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right)\,dy$$

$$=\frac{1}{2}\int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}}\left[\cos\left(\frac{n'\pi}{d}-\frac{n\pi}{b}\right)y-\cos\left(\frac{n'\pi}{d}+\frac{n\pi}{b}\right)y\right]dy$$

بالمقارنة مع (19–5) وبنفس طريقة الحساب نحصل على :

$$I_2=\frac{\left(\frac{-2n'\pi}{d}\right)\left[\cos\left(\frac{n'\pi}{2}\right)\sin\left(\frac{n\pi d}{2b}\right)\right]+\left(\frac{2n\pi}{b}\right)\left[\sin\left(\frac{n'\pi}{2}\right)\cos\left(\frac{n\pi d}{2b}\right)\right]}{\left(\frac{n'\pi}{d}\right)^2-\left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \qquad (21-5)$$

- حساب التكامل I_3 :

$$I_3=\int_{-\frac{c}{2}}^{\frac{c}{2}}\sin\left(\frac{m'\pi x}{c}\right)\sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right)\,dx$$

$$=\frac{1}{2}\int_{-\frac{c}{2}}^{\frac{c}{2}}\left[\cos\left(\frac{m'\pi}{c}-\frac{m\pi}{a}\right)x+\cos\left(\frac{m'\pi}{c}+\frac{m\pi}{a}\right)x\right]dx$$

بالمقارنة مع (19–5) وبنفس طريقة الحساب نحصل على :

$$I_3=\frac{\left(\frac{-2m'\pi}{c}\right)\left[\cos\left(\frac{m'\pi}{2}\right)\sin\left(\frac{m\pi c}{2a}\right)\right]+\left(\frac{2m\pi}{a}\right)\left[\sin\left(\frac{m'\pi}{2}\right)\cos\left(\frac{m\pi c}{2a}\right)\right]}{\left(\frac{m'\pi}{c}\right)^2-\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2} \qquad (22-5)$$

- حساب التكامل I_4 :

$$I_4 = \int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} cos\left(\frac{n^{'}\pi y}{d}\right) cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right)\, dy$$
$$= \frac{1}{2}\int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} \left[cos\left(\frac{n^{'}\pi}{d}+\frac{n\pi}{b}\right) + cos\left(\frac{n^{'}\pi}{d}-\frac{n\pi}{b}\right)y\right] dy$$

بالمقارنة مع (5–19) وبنفس طريقة الحساب نحصل على :

$$I_4 = \frac{\left(\frac{2n^{'}\pi}{d}\right)\left[sin\left(\frac{n^{'}\pi}{2}\right)cos\left(\frac{n\pi d}{2b}\right)\right] - \left(\frac{2n\pi}{b}\right)\left[cos\left(\frac{n^{'}\pi}{2}\right)sin\left(\frac{n\pi d}{2b}\right)\right]}{\left(\frac{n^{'}\pi}{d}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \qquad (23-5)$$

تم نمذجة و محاكاة كافة الحسابات للتكاملات و النتائج السابقة باستخدام برنامج الماتلاب و تم حساب المصفوفة [Z] في منطقة الانقطاع عند كل تردد f من حزمة الترددات التي تم تطبيقها على دخل المرشح المصمم و ذلك بتطبيق العلاقة (4–8) المبينة في الفصل السابق.

في برنامجنا تم تطبيق حزمة الترددات (1-5)GHz على دخل المرشح المصمم و تمت الدراسة من أجل (M = 10 , N = 10 , M' = 10 , N' = 10) ، حيث :

(M * N) يحدد عدد الأنماط الموجودة في دليل الموجة الكبير.

(M' * N') يحدد عدد الأنماط الموجودة في دليل الموجة الصغير.

5–2–3– تحديد تردد العمل في منطقة الانقطاع:

من أجل تحديد تردد العمل في منطقة الانقطاع تم اتباع الخطوات التالية:

1 - تحديد أبعاد أدلة الموجة المشكلة لانقطاع (أبعاد الدليل الصغير h ،k – أبعاد الدليل الكبير a ،b).
مع الانتباه عند تحديد الأبعاد إلى تحقيق شرط الملاءمة بين دليلي الموجة (المسافة بين أبعاد الدليل الصغير وأبعاد الدليل الكبير أكبر من ربع طول الموجة) وذلك لمنع الانعكاسات والتشوه في توزع الأنماط والجهد والتيار [8].

2 - تطبيق طريقة Galerkin على منطقة الانقطاع وحساب المصفوفة [D] عند كل تردد ورسم علاقة [D] بدلالة التردد f.

3 - إن أصفار المصفوفة [D] (قيم الترددات التي تكون عندها [D] = 0) هي ترددات الرنين في منطقة الانقطاع ويكون تردد العمل المطلوب هو التردد الذي يكون تغيره أقل ما يمكن في حال تغيير أبعاد الدليل الكبير وأكبر ما يمكن في حال تغيير أبعاد الدليل الصغير ، أي إننا باستخدام الماتلاب سنقوم بتغيير أبعاد الدليل الصغير وتثبيت أبعاد الدليل الكبير ثم سنقوم بتغيير أبعاد الدليل الكبير وتثبيت أبعاد الدليل الصغير ونراقب تغيرات أصفار المصفوفة [D] في الحالتين من أجل تحديد تردد العمل المطلوب.

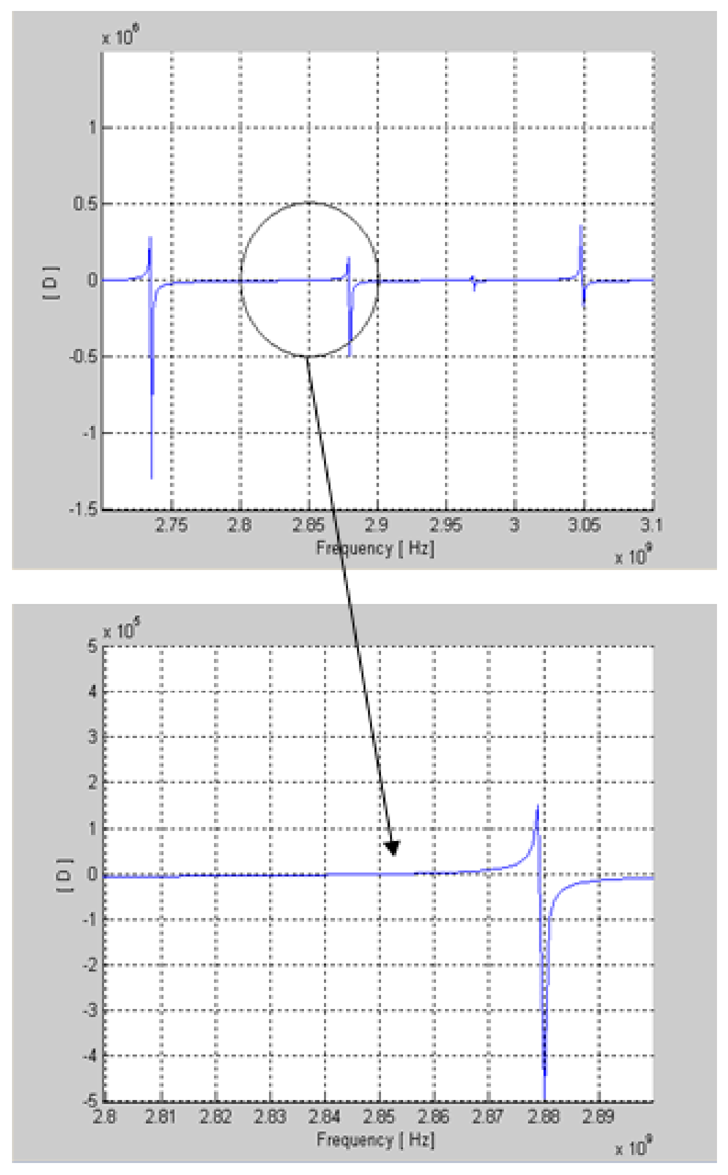
5-2-3-1- تحديد تردد العمل في منطقة الانقطاع (في حال عدم وجود تغذية):

يقصد بعدم وجود تغذية أي عدم وجود منبع يقوم بتحريض الأنماط داخل دليل الموجة.

أبعاد دليل الموجة الصغير: l_1=75 mm ، k=40 mm ، h=60 mm

أبعاد دليل الموجة الكبير: l_2=150 mm ، b=110 mm ، a=130 mm

ثابت العازلية للهواء: ε_r=1



الشكل (5-3): قيمة تردد العمل في منطقة الانقطاع في حال عدم وجود تغذية

نلاحظ في الشكل (5-3) أنه لدينا عدة تقاطعات للمصفوفة [D] مع الصفر ويكون التردد الذي يكون تغيره أقل ما يمكن في حال تغيير أبعاد الدليل الكبير وأكبر ما يمكن في حال تغيير أبعاد الدليل الصغير هو f=2.854 GHz.

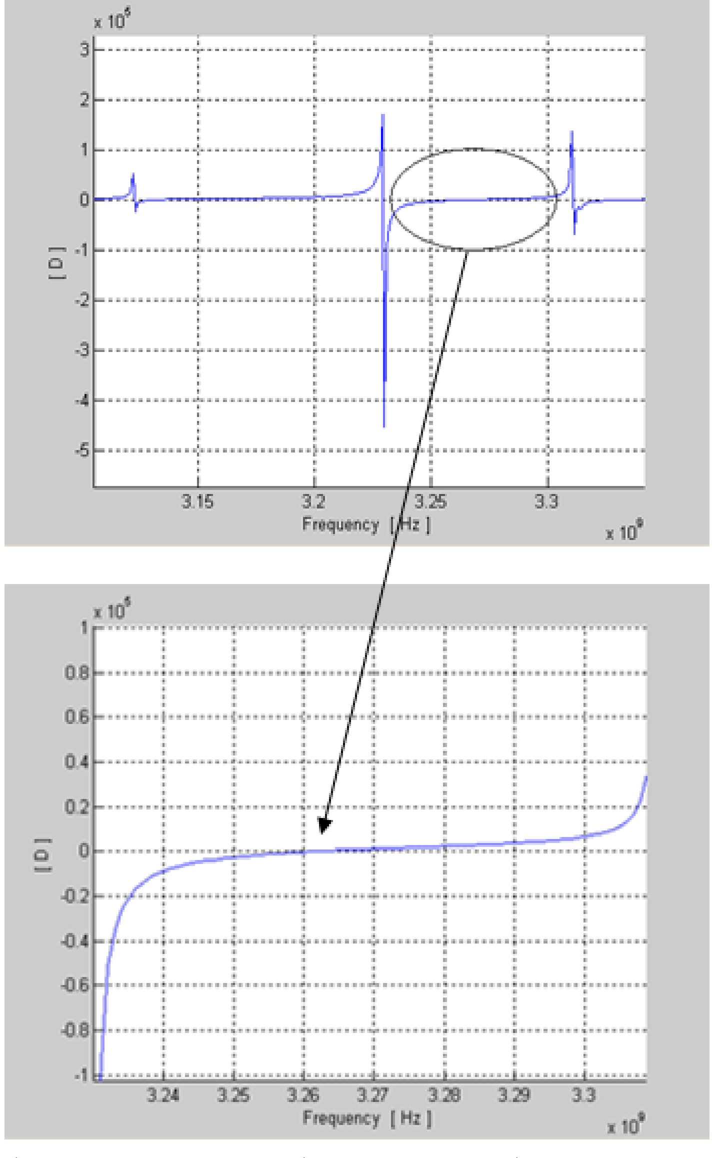
5-2-3-2- تحديد تردد العمل في منطقة الانقطاع (في حال وجود تغذية):

يقصد بوجود تغذية أي وجود منبع عند دخل المرشح المصمم يقوم بتحريض الأنماط داخل دليل الموجة وبالتالي سيكون علينا تحديد ممانعة هذا المنبع وأخذها بعين الاعتبار في حساب المسايرات (عند تطبيق طريقة Galerkin على منطقة الانقطاع) للوصول إلى مصفوفة الانقطاع [Z].

أبعاد دليل الموجة الصغير l_1 =75 mm ، k=40 mm ، h=60 mm

أبعاد دليل الموجة الكبير: l_2 =150 mm ، b=110 mm ، a=130 mm

ثابت العازلية للهواء: ε_r =1 ، ممانعة المنبع 75 Ω



الشكل (5-4): قيمة تردد العمل في منطقة الانقطاع في حال وجود تغذية

نلاحظ في الشكل (5-4) أنه لدينا عدة تقاطعات للمصفوفة [D] مع الصفر ويكون التردد الذي يكون تغيره أقل ما يمكن في حال تغيير أبعاد الدليل الكبير وأكبر ما يمكن في حال تغيير أبعاد الدليل الصغير هو f=3.262 GHz.

5-2-4- رسم القسم الحقيقي والقسم التخيلي لممانعة الدخل:

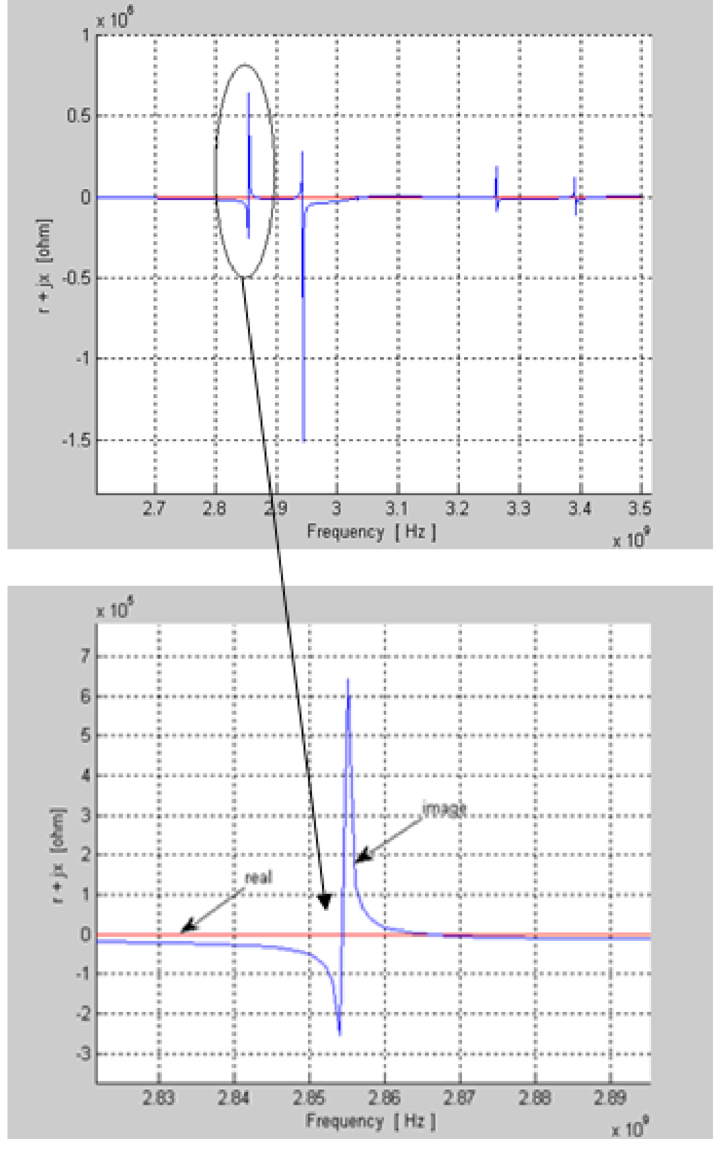
نعلم أنه عند تردد الطنين (تردد العمل) يكون القسم الحقيقي لممانعة الدخل أعظمياً وينعدم القسم التخيلي وبالتالي يمكن استنتاج قيمة تردد العمل في منطقة الانقطاع من رسم القسم الحقيقي والتخيلي لممانعة دخل المرشح المصمم.

5-2-4-1- رسم القسم الحقيقي والقسم التخيلي لممانعة الدخل (في حال عدم وجود تغذية):

أبعاد دليل الموجة الصغير: l_1=75 mm ، k=40 mm ، h=60 mm

أبعاد دليل الموجة الكبير: l_2=150 mm ، b=110 mm ، a=130 mm

ثابت العازلية للهواء: ε_r=1



الشكل (5-5): رسم القسم الحقيقي والقسم التخيلي لممانعة الدخل في حال عدم وجود تغذية

وجدنا في الفقرة (5-2-3-1) أن تردد العمل في حال عدم وجود تغذية هو f=2.854GHz

يبين الشكل (5-5) رسم القسم الحقيقي والقسم التخيلي لممانعة الدخل (في حال عدم وجود تغذية).

نلاحظ أنه وعند التردد f=2.854 GHz أن القسم التخيلي ينعدم والقسم الحقيقي يأخذ قيمة أصغرية.

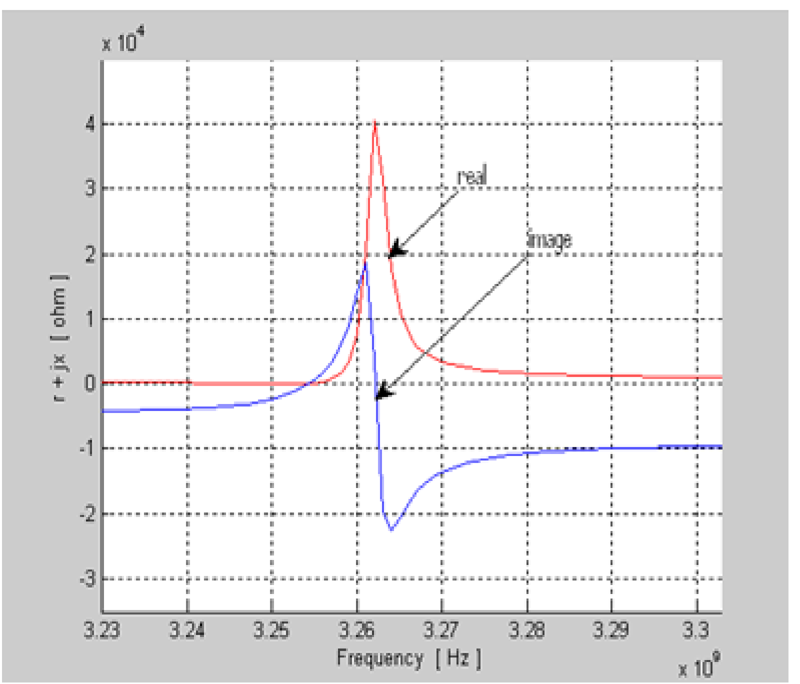
5-2-4-2- رسم القسم الحقيقي والقسم التخيلي لممانعة الدخل (في حال وجود تغذية):

أبعاد دليل الموجة الصغير: l_1=75 mm ، k=40 mm ، h=60 mm

أبعاد دليل الموجة الكبير: l_2=150 mm ، b=110 mm ، a=130 mm

ثابت العازلية للهواء: ε_r=1

ممانعة المنبع 75 Ω



الشكل (5-6): رسم القسم الحقيقي والقسم التخيلي لممانعة الدخل في حال وجود تغذية

وجدنا في الفقرة (5-2-3-2) أن تردد العمل في حال وجود تغذية هو f=3.262 GHz.

يبين الشكل (5-6) رسم القسم الحقيقي والقسم التخيلي لممانعة الدخل (في حال وجود تغذية).

نلاحظ أنه وعند التردد f=3.262 GHz أن القسم التخيلي ينعدم والقسم الحقيقي يأخذ قيمة أعظمية.

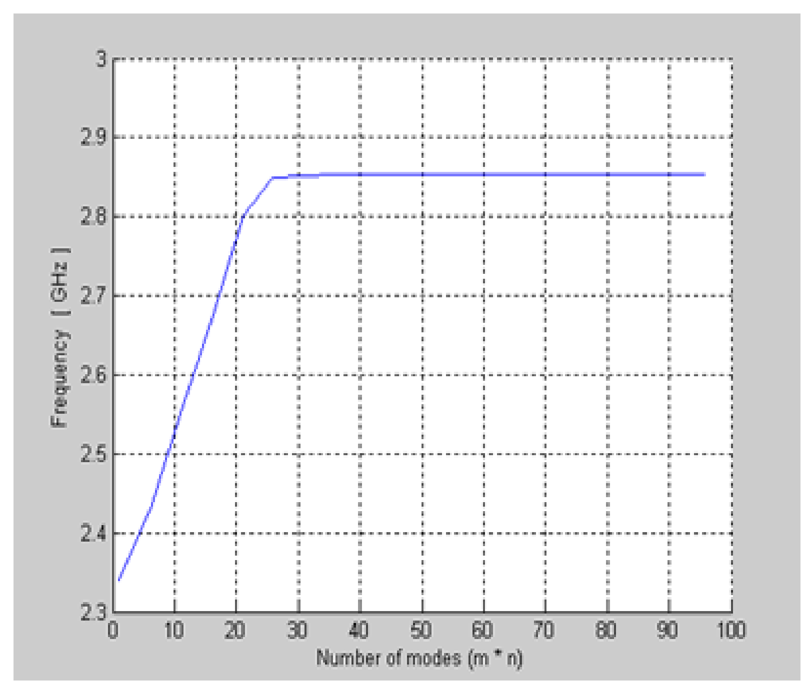
إن رسم القسم الحقيقي والقسم التخيلي لممانعة الدخل بدلالة التردد يؤكد صحة النتائج التي تم الوصول إليها في الفقرات (5-2-3-1) ، (5-2-3-2).

5-2-5- دراسة منحنيات التقارب والاستقرار:

يقصد بدراسة منحنيات التقارب والاستقرار تحديد عدد الأنماط اللازمة لاستقرار التردد عند قيمة تردد العمل.

باستخدام الماتلاب سنقوم بزيادة عدد الأنماط تدريجياً وفي كل مرة سنقوم بتحديد قيمة تردد العمل.

الشكل (5-7) يمثل النتائج التي حصلنا عليها.



الشكل (5-7): تحديد عدد الأنماط اللازمة للاستقرار

نلاحظ من الشكل (5-7) أنه بزيادة عدد الأنماط يزداد التردد حتى يصل إلى قيمة تردد العمل ويستقر التردد عند هذه القيمة مهما زدنا عدد الأنماط.

تمت الدراسة سابقاً من أجل 100 نمط، ولكن نلاحظ من الشكل (5-7) أنه تكفي الدراسة من أجل 25 نمط لنحصل على نفس النتائج وهذا سيساعدنا في تقليل الزمن اللازم الحساب.

5-2-6- التحقق من نتائج تطبيق طريقة Galerkin على منطقة الانقطاع بالمقارنة مع طرق أخرى :

تم تطبيق طريقة Galerkin على منطقة الانقطاع و تحديد قيمة تردد العمل في هذه المنطقة، و للتحقق من صحة النتائج التي تم الوصول إليها تم مقارنة هذه النتائج مع نتائج طرق أخرى مستخدمة في دراسة منطقة الانقطاع.

5-2-6-1- مقارنة نتائج طريقة Galerkin مع نتائج طريقة Genetic Algorithm :

من أجل القيم :

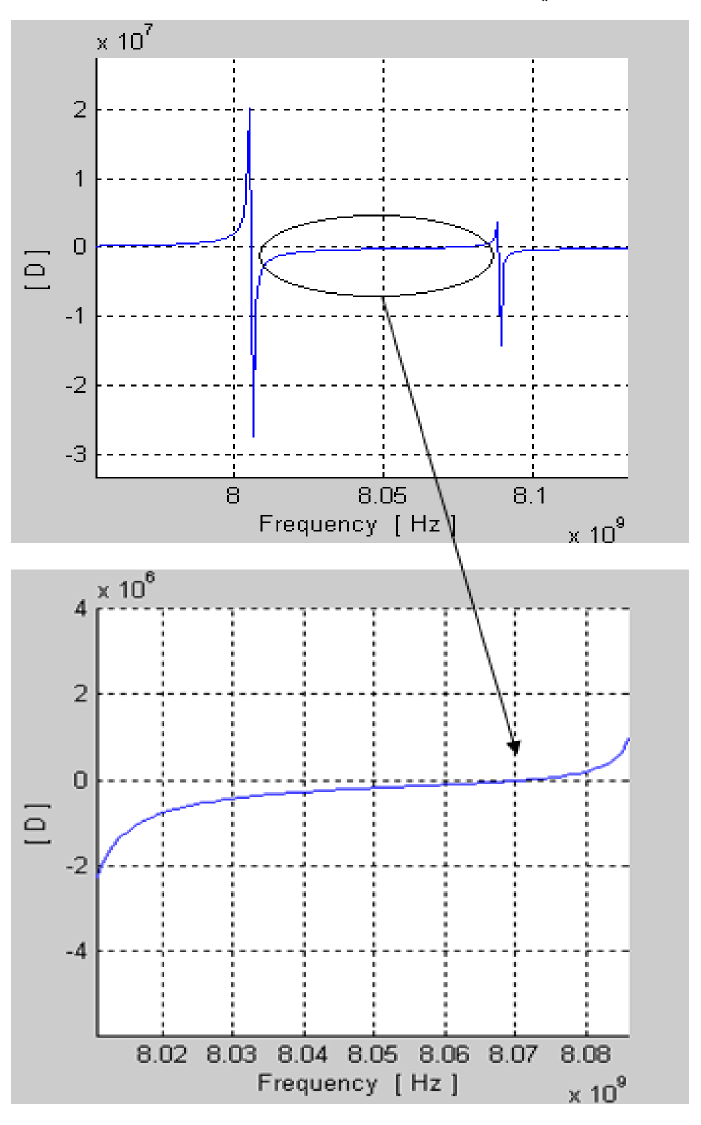
أبعاد دليل الموجة الصغير: l_1 =3 mm ، k=10 mm ، h=11.5 mm

أبعاد دليل الموجة الكبير: l_2 =3 mm ، b=23 mm ، a=25 mm

ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة: ε_r = 2.55

- بتطبيق طريقة Genetic Algorithm [17]: قيمة تردد العمل f = 8 GHz .
- بتطبيق طريقة Galerkin: قيمة تردد العمل f = 8.07 GHz ، كما هو مبين في الشكل (5-8).

نلاحظ أن الفرق بين الطريقتين في حساب التردد هو 0.88 % .



الشكل (5-8): قيمة تردد العمل في منطقة الانقطاع بتطبيق طريقة Galerkin من أجل القيم :

h=11.5 mm ،k=10 mm ، l_1 =3 mm ، a=25 mm، b=23 mm ، l_2 =3 mm ، ε_r = 2.55

5-2-6-2- مقارنة نتائج طريقة Galerkin مع نتائج طريقة Green :

من أجل القيم :

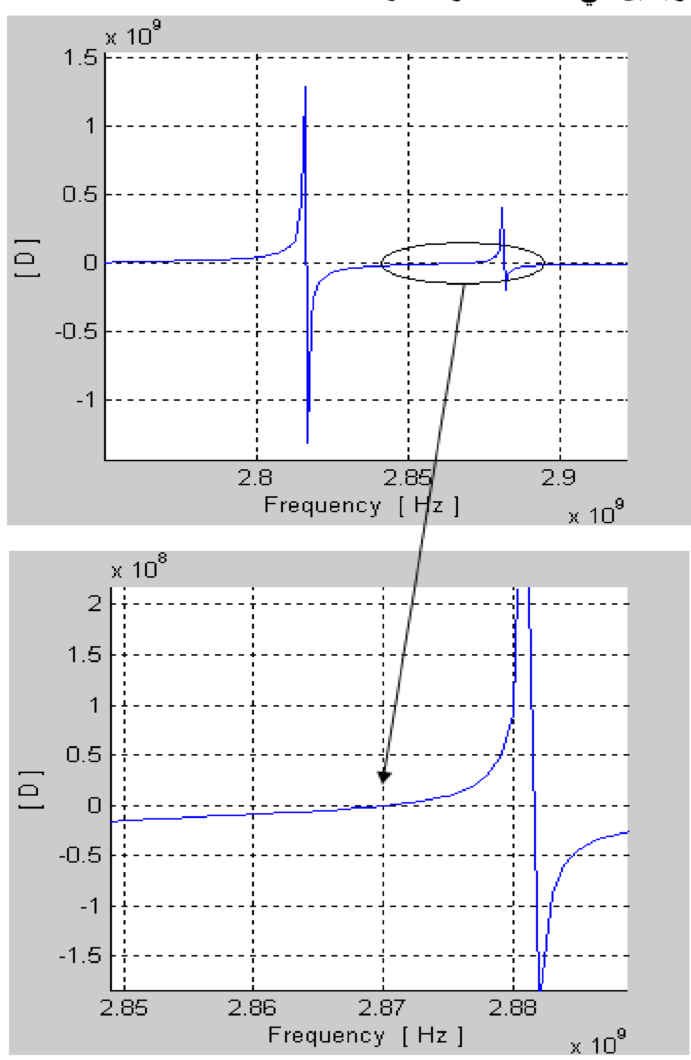
أبعاد دليل الموجة الصغير: l_1 =7.94 mm ، k=30 mm ، h=34 mm

أبعاد دليل الموجة الكبير: l_2 =7.94 mm ، b=70 mm ، a=80 mm

ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة: ε_r =2.62

- بتطبيق طريقة Green [12]: قيمة تردد العمل f = 2.9 GHz .
- بتطبيق طريقة Galerkin: قيمة تردد العمل f = 2.87 GHz ، كما هو مبين في الشكل (5-9).

نلاحظ أن الفرق بين الطريقتين في حساب التردد هو 1.03 % .



الشكل (5-9): قيمة تردد العمل في منطقة الانقطاع بتطبيق طريقة Galerkin من أجل القيم :

h=34 mm ،k=30 mm ، l_1 =7.94 mm ، a=80 mm، b=70 mm ، l_2 =7.94 mm ، ε_r = 2.62

5-2-6-3- مقارنة نتائج طريقة Galerkin مع نتائج الطريقة التكاملية :

من أجل القيم :

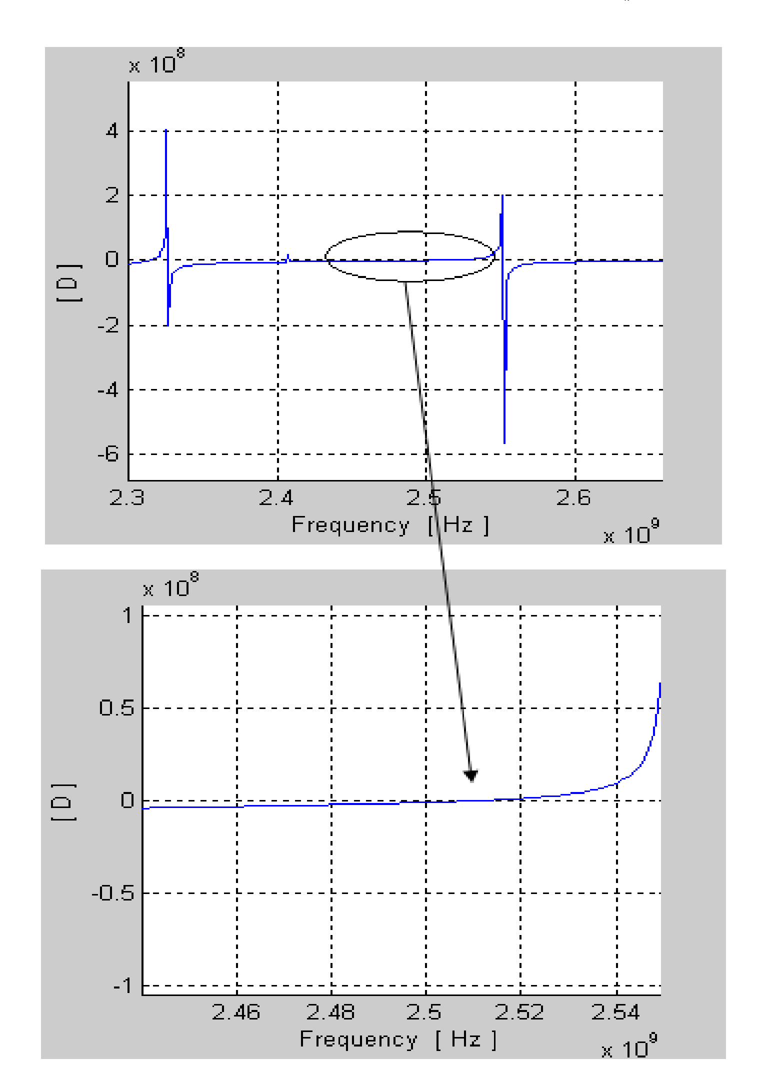
أبعاد دليل الموجة الصغير: l_1 =3.18 mm ، k=37.5 mm ، h=275 mm

أبعاد دليل الموجة الكبير: l_2 =7.94 mm ، b=85 mm ، a=600 mm

ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة: ε_r =2.32

- بتطبيق الطريقة التكاملية [13]: قيمة تردد العمل f = 2.48 GHz .
- بتطبيق طريقة Galerkin: قيمة تردد العمل f = 2.51 GHz ، كما هو مبين في الشكل (5−10).

نلاحظ أن الفرق بين الطريقتين في حساب التردد هو 1.23 % .

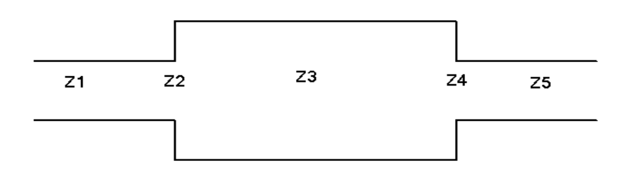


الشكل (5−10): قيمة تردد العمل في منطقة الانقطاع بتطبيق طريقة Galerkin من أجل القيم :

h=275 mm،k=37.5 mm ، l_1 =3.18 mm، a=600 mm، b=85 mm ، l_2 =3.18 mm ، ε_r =2.32

5-3- إيجاد مصفوفة التبعثر الكلية [Seq] للمرشح المصمم:

بعد تطبيق طريقة Galerkin على منطقة الانقطاع و التي مكنتنا من حساب مصفوفة الممانعة [Z] لهذه المنطقة، تم إيجاد مصفوفة التبعثر الكلية [Seq] للمرشح المصمم اعتماداً على الممانعة الكلية [Zeq] لهذا المرشح و التي هي عبارة عن محصلة عدة ممانعات مبينة بالشكل (5-11).



الشكل(5-11): ممانعات المرشح المصمم

حيث إن:

Z_1: ممانعة دليل الموجة الأول للأنماط المنتشرة.

Z_2: ممانعة منطقة الانقطاع الأولى للأنماط المنتشرة.

Z_3: ممانعة دليل الموجة الثاني للأنماط المنتشرة.

Z_4: ممانعة منطقة الانقطاع الثانية للأنماط المنتشرة.

Z_5: ممانعة دليل الموجة الثالث للأنماط المنتشرة.

لتحديد الممانعتين Z_2، Z_4 تم بتطبيق طريقة Galerkin على منطقتي الانقطاع الأولى والثانية.

لتحديد الممانعات Z_1، Z_3، Z_5 سنقوم بحساب مصفوفات الإرسال [T] لأدلة الموجة الثلاثة.

وباستخدام علاقات التحويل بين المصفوفات [Z]، [T] سنقوم بإيجاد الممانعة الكلية Z_{eq} لانتشار الأنماط.

لإيجاد مصفوفة التبعثر الكلية [Seq] للمرشح المصمم تم اتباع الخطوات التالية:

1 - تطبيق طريقة Galerkin على منطقة الانقطاع الأولى لإيجاد مصفوفة الممانعة [Z_2] كما هو مبين في الفقرة (5-2).

2 - تطبيق طريقة Galerkin على منطقة الانقطاع الثانية لإيجاد مصفوفة الممانعة [Z_4] كما هومبين في الفقرة (5-2).

3 - إيجاد مصفوفات الإرسال [T] لأدلة الموجة الثلاث [T_1]، [T_3]، [T_5] حيث إن [14]:

$$[T] = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\gamma\ell} \\ e^{-j\gamma\ell} & 0 \end{bmatrix}$$

γ: ثابت الانتشار

ℓ: طول دليل الموجة

4 - تحويل مصفوفات الممانعة [Z_2]، [Z_4] إلى مصفوفات الإرسال [T_2]،[T_4] وذلك حسب علاقات التحويل [15]:

$$T_{11} = \frac{(Z_{11} + Z_{01})(Z_{22} + Z_{02}) - Z_{12} Z_{22}}{2 Z_{21} (R_{01} R_{02})^{1/2}} \quad , \quad T_{12} = \frac{(Z_{11} + Z_{01})(Z'_{02} + Z_{22}) + Z_{12} Z_{21}}{2 Z_{21} (R_{01} R_{02})^{1/2}}$$

$$T_{21} = \frac{(Z_{11} - Z'_{01})(Z_{22} + Z_{02}) - Z_{12} Z_{22}}{2 Z_{21} (R_{01} R_{02})^{1/2}} \quad , \quad T_{22} = \frac{(Z'_{01} + Z_{11})(Z_{22} - Z'_{02}) + Z_{12} Z_{21}}{2 Z_{21} (R_{01} R_{02})^{1/2}}$$

Z_{01}: ممانعة المنبع، R_{01}: القسم الحقيقي لممانعة المنبع، Z'_{01}: القسم التخيلي لممانعة المنبع.

Z_{02}: ممانعة الحمل، R_{02}: القسم الحقيقي لممانعة الحمل، Z'_{02}: القسم التخيلي لممانعة الحمل.

5 - إيجاد مصفوفة الإرسال الكلية المكافئة [T_{eq}] وذلك حسب العلاقة:

$$[T_{eq}] = [T_1][T_2][T_3][T_4][T_5]$$

6 - تحويل مصفوفة الإرسال الكلية المكافئة [T_{eq}] إلى مصفوفة الممانعة الكلية المكافئة [Z_{eq}] وذلك حسب علاقات التحويل [15]:

$$Z_{11} = \frac{Z'_{01}(T_{11} + T_{22}) + Z_{01}(T_{21} + T_{22})}{T_{11} + T_{12} - T_{21} - T_{22}} \quad , \quad Z_{12} = \frac{2(R_{01} R_{02})^{1/2}(T_{11} + T_{12} - T_{21} - T_{22})}{T_{11} + T_{12} - T_{21} - T_{22}}$$

$$Z_{21} = \frac{2(R_{01} R_{02})^{1/2}}{T_{11} + T_{12} - T_{21} - T_{22}} \quad , \quad Z_{22} = \frac{Z'_{02}(T_{11} - T_{21}) + Z_{02}(T_{12} + T_{22})}{T_{11} + T_{12} - T_{21} - T_{22}}$$

7- تحويل مصفوفة الممانعة الكلية المكافئة [Zeq] إلى مصفوفة التبعثر الكلية [Seq] وذلك حسب علاقات التحويل [15]:

$$S_{11} = \frac{(Z_{11} - Z'_{01})(Z_{22} + Z_{02}) - Z_{12} Z_{21}}{(Z_{11} - Z_{01})(Z_{22} + Z_{02}) - Z_{12} Z_{21}} \quad , \quad S_{12} = \frac{2 Z_{12} (R_{01} R_{02})^{1/2}}{(Z_{11} + Z_{01})(Z_{22} + Z_{02}) - Z_{12} Z_{21}}$$

$$S_{21} = \frac{2 Z_{21} (R_{01} R_{02})^{1/2}}{(Z_{11} + Z_{01})(Z_{22} + Z_{02}) - Z_{12} Z_{21}} \quad , \quad S_{22} = \frac{(Z_{11} + Z_{01})(Z_{22} - Z'_{02}) - Z_{12} Z_{21}}{(Z_{11} + Z_{01})(Z_{22} + Z_{02}) - Z_{12} Z_{21}}$$

8- رسم علاقة [Seq11] و [Seq12] مع التردد f .

إن [Seq11] هي عنصر السطر الأول و العمود الأول من مصفوفة التبعثر الكلية [Seq] و تمثل عملياً معامل الانعكاس R .

إن [Seq12] هي عنصر السطر الأول و العمود الثاني من مصفوفة التبعثر الكلية [Seq] و تمثل عملياً معامل الإرسال T .

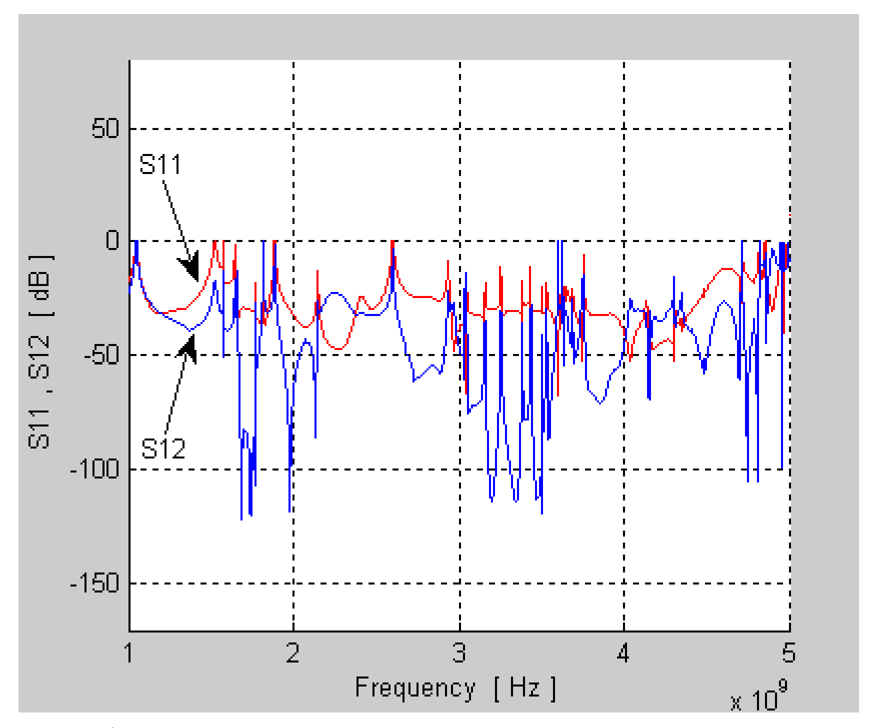
الشكل (5−12) يبين علاقة معامل الانعكاس R [S11] و معامل الإرسال T [S12] مع التردد f ، و ذلك من أجل:

أبعاد دليل الموجة الصغير: l_1 =75 mm ، d=40 mm ، c=60 mm

أبعاد دليل الموجة الكبير: l_2 =150 mm ، b=110 mm ، a=130 mm

مجال التردد: (1-5)GHz

ثابت العازلية للهواء: ε_r =1

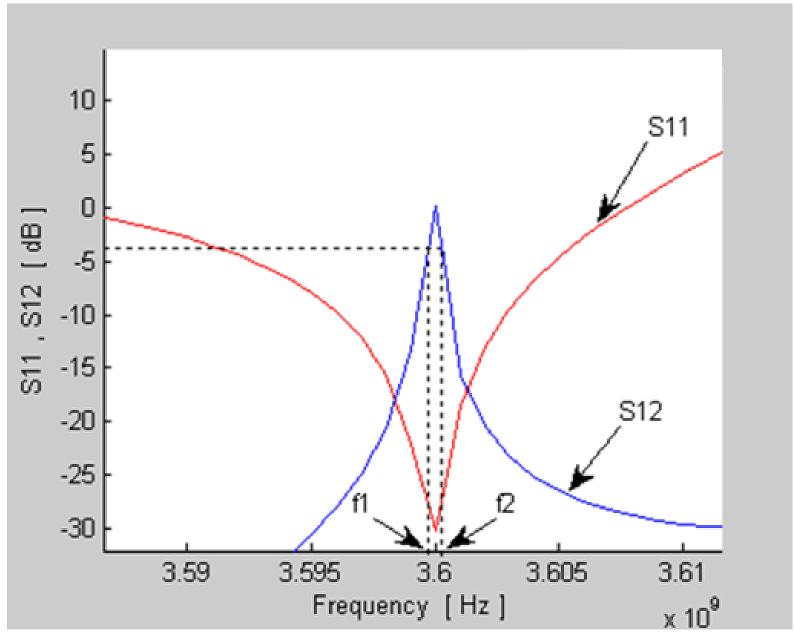


الشكل (5−12): معامل الإرسال T (S12) و معامل الانعكاس R (S11) بدلالة التردد f

5−3−1− تحديد خصائص المرشح اعتماداً على معامل الإرسال T و معامل الانعكاس R :

من الشكل (5−12) نلاحظ أنه و عند التردد 3.6 GHz (كما هو موضح في الشكل (5−13) الذي يبين معامل الإرسال T و معامل الانعكاس R عند التردد 3.6 GHz) فإن التخميد لمعامل الإرسال T (الذي يمثله المنحني S12) يكون أصغرياً (تقريباً معدوم) و بالتالي عند التردد 3.6 GHz يكون معامل الإرسال أعظمياً.

و نلاحظ أيضاً من الشكل (5−13) أنه و عند التردد 3.6 GHz فإن التخميد لمعامل الانعكاس R (الذي يمثله المنحني S11) يكون أعظمياً (-30 dB) و بالتالي عند التردد 3.6 GHz يكون معامل الانعكاس أصغرياً.



الشكل (5−13): معامل الإرسال T (S12) و معامل الانعكاس R (S11) عند التردد 3.6 GHz

نستنتج من ذلك بأن المرشح المصمم (عند القيم و البارمترات التي تم تحديدها سابقاً) سيكون له تردد رنين 3.6 GHz و سيعمل كمرشح تمرير حزمة ترددها المركزي f0 = 3.6 GHz .

لتحديد حزمة التمرير لهذا المرشح نلاحظ من الشكل (5−13) أنه و عند التخميد (‎-3 dB‎) فإن قيم الترددات تكون(f1 = 3.59975 GHz , f2 = 3.6002 GHz) أي إن عرض حزمة التمرير سيكون (f2 - f1 = 450 KHz).

و نلاحظ أيضاً أن التردد المركزي f0 يحقق العلاقة :

$$f0 = \sqrt{f1 * f2} = 3.6 \quad GHz$$

وهذا يؤكد صحة النتائج التي تم الوصول إليها.

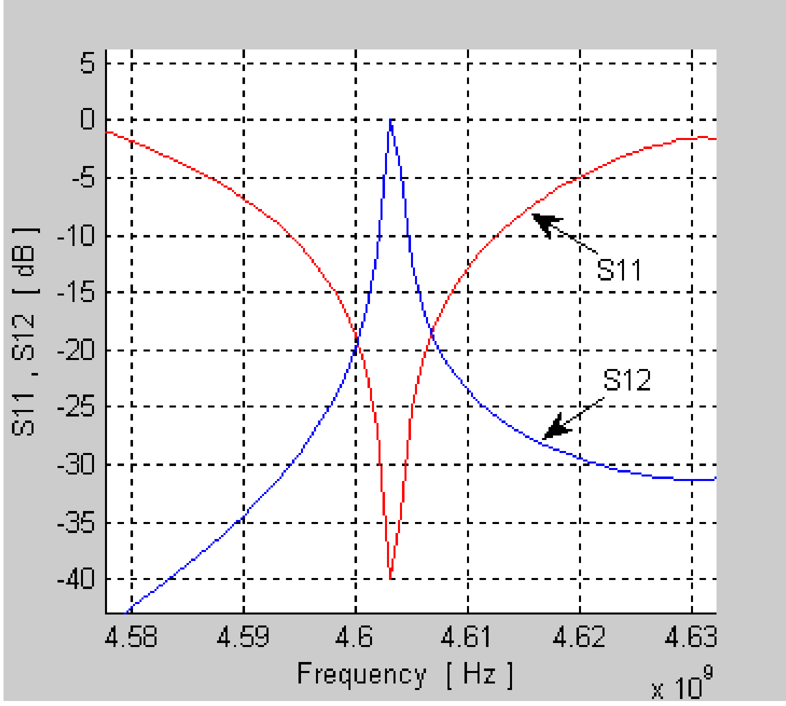
5−3−2− دراسة علاقة تردد الرنين للمرشح المصمم مع طول الجوف الطنيني:

ذكرنا سابقاً بأن الشكل المقترح للمرشح المصمم هو عبارة عن ثلاثة أدلة موجة بأبعاد مختلفة و بالتالي سيكون دليل الموجة الكبير (في الوسط) عبارة عن جوف طنيني موصول من الطرفين، لدراسة تأثير طول الجوف الطنيني على تردد الرنين للمرشح المصمم تم تغيير طول الجوف الطنيني (دليل الموجة الثاني L2) و الحفاظ على باقي البارمترات ثابتة و مراقبة النتائج كما هو مبين في الشكل (5−14).

أبعاد دليل الموجة الصغير: l_1 =75 mm ، d=40 mm ، c=60 mm

أبعاد دليل الموجة الكبير: l_2 =149 mm ، b=110 mm ، a=130 mm

ثابت العازلية للهواء: ε_r =1

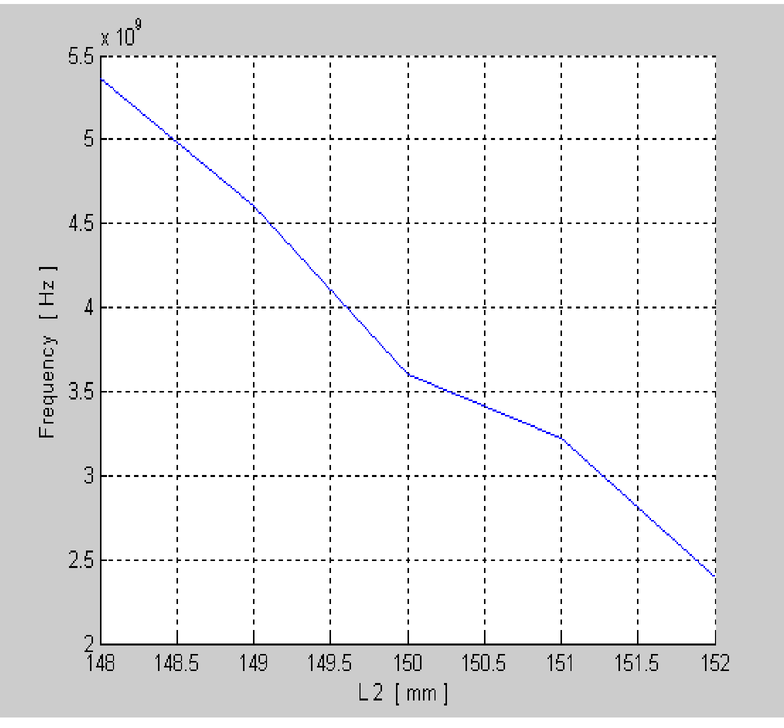


الشكل (5–14): معامل الإرسال T (S12) و معامل الانعكاس R (S11) عند التردد 4.603 GHz

من الشكل (5–14) نلاحظ أنه و عند التردد 4.603 GHz فإن معامل الإرسال T له قيمة أعظمية و معامل الانعكاس R له قيمة أصغرية و بالتالي سيكون تردد الرنين للمرشح المصمم f0 = 4.603 GHz .

أي إن انقاص طول الجوف الطنيني إلى 149 mm أدى إلى زيادة تردد الرنين إلى 4.603 GHz .

تم تغيير طول الجوف الطنيني إلى عدة قيم و إيجاد تردد الرنين عند كل قيمة و تم الحصول على النتائج المبينة بالشكل (5–15).



الشكل (5–15): علاقة تردد الرنين f0 مع طول الجوف الطنيني

من الشكل (5−15) نلاحظ أن زيادة طول الجوف الطنيني يؤدي إلى نقصان تردد الرنين للمرشح المصمم و العكس صحيح، و هذا يتوافق مع القانون النظري $\ell_{mnp} = \frac{p}{2}\left[\left(\frac{f}{v}\right)^2 - \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2_{mn}\right]^{-1/2}$ و الذي تمت الإشارة إليه في الفصل الثالث في الفقرة (3−6−3−4).

5−3−3− دراسة علاقة تردد الرنين للمرشح المصمم مع أبعاد فتحة الانقطاع:

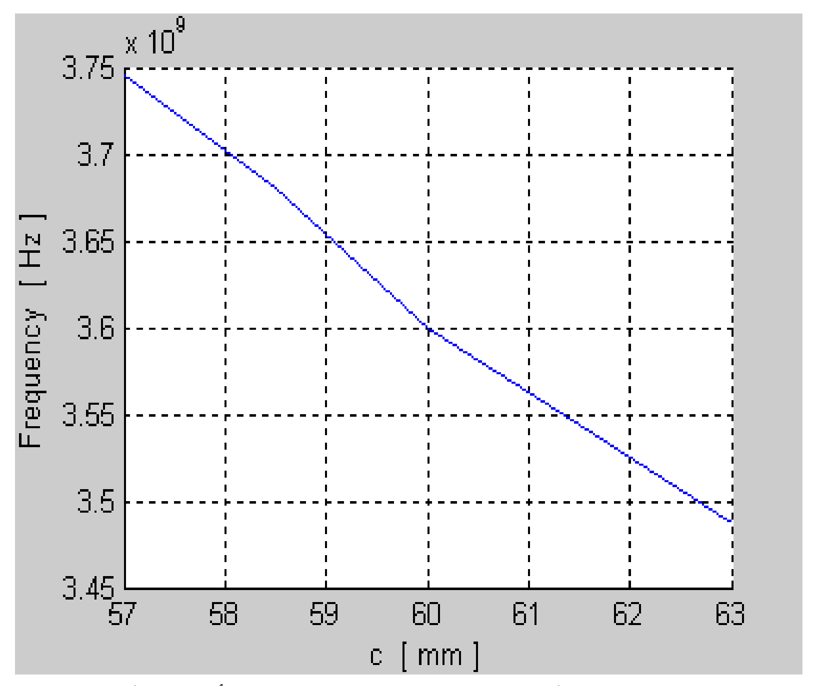
إن أبعاد فتحة الانقطاع للمرشح المصمم عملياً هي أبعاد دليل الموجة الصغير (c,d) ، لدراسة علاقة تردد الرنين للمرشح المصمم مع أبعاد فتحة الانقطاع تم تغيير أبعاد دليل الموجة الصغير بنفس النسبة و الحفاظ على باقي البارمترات ثابتة و إيجاد تردد الرنين للمرشح المصمم و تم الحصول على النتائج المبينة بالجدول (5−1).

الجدول (5−1): علاقة تردد الرنين للمرشح المصمم مع أبعاد فتحة الانقطاع

c [mm]	d [mm]	57	38	58.5	39	60	40	61.5	41	63	42
f0 [GHz]		3.745		3.681		3.6		3.544		3.487	

نلاحظ من الجدول (5−1) أن زيادة أبعاد فتحة الانقطاع يؤدي إلى نقصان تردد الرنين للمرشح المصمم و العكس صحيح، و هذا يتوافق مع القانون النظري المذكور في الفقرة السابقة مع الانتباه إلى أن طول موجة القطع يتعلق بالأبعاد وفق العلاقة المذكورة سابقاً : $\lambda_c = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}}$

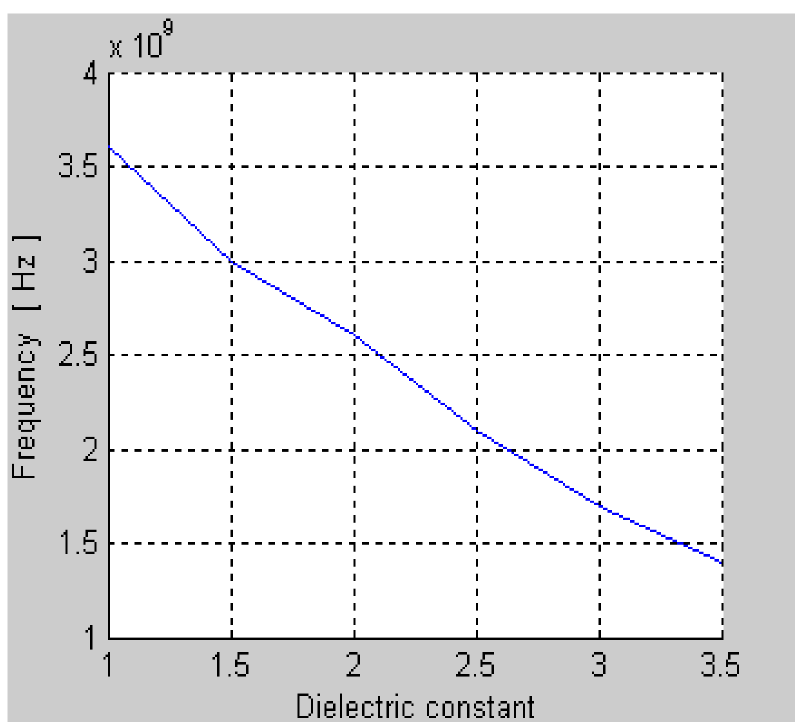
و يمكن تمثيل النتائج التي تم الحصول عليها في الجدول (5−1) بالشكل (5−16).



الشكل (5−16): علاقة تردد الرنين للمرشح المصمم مع أبعاد فتحة الانقطاع

5-3-4- دراسة علاقة تردد الرنين للمرشح المصمم مع ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة:

إن طبيعة المادة العازلة التي تملأ الفراغ ضمن المرشح المصمم تلعب دوراً كبيراً في تحديد خصائص المرشح، إن جميع النتائج السابقة تم الحصول عليها باعتبار الهواء هو المادة العازلة الموجودة ضمن المرشح و الذي يكون له ثابت عازلية نسبي ($\varepsilon_r = 1$)، لدراسة علاقة تردد الرنين للمرشح المصمم مع ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة تم تغيير ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة إلى عدة قيم و الحفاظ على باقي البارمترات ثابتة و إيجاد تردد الرنين للمرشح المصمم عند كل قيمة و تم الحصول على النتائج المبينة بالشكل (5-17).



الشكل (5-17): علاقة تردد الرنين للمرشح المصمم مع ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة

نلاحظ من الشكل (5-17) أن زيادة ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة يؤدي إلى نقصان تردد الرنين للمرشح المصمم و العكس صحيح، و هذا يتوافق مع القانون النظري $f_{mnp} = v\left[\left(\frac{p}{2\ell}\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2_{mn}\right]^{1/2}$ الذي تمت الإشارة إليه بالعلاقة (3-26)، آخذين بعين الاعتبار أن $v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}}$.

5-4- ملخص النتائج :

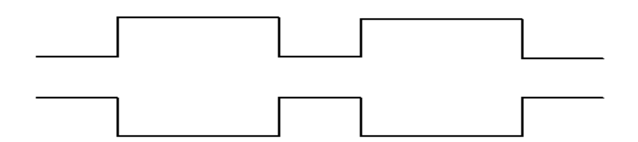
في هذا البحث المتواضع تم تصميم مرشح ميكروي عن طريق دراسة و محاكاة عدم الاستمرارية في دليل الموجة، حيث تم تطبيق طريقة Galerkin على منطقة الانقطاع في دليل الموجة لدراسة تأثير تغير الأبعاد على انتشار الأنماط و تحديد تردد العمل في هذه المنطقة، و تم إيجاد مصفوفة التبعثر [S] للمرشح المصمم و دراسة علاقة معامل الإرسال T و معامل الانعكاس R مع التردد f و ذلك لتحديد خصائص المرشح، و كذلك تم دراسة علاقة تردد الرنين للمرشح المصمم مع بارمترات هذا المرشح (طول الجوف الطنيني، أبعاد فتحة الانقطاع، ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة) بهدف الاستفادة منها في تصميم المرشح، و يمكن تلخيص النتائج التي تم الوصول إليها في هذا البحث كما يلي :

- إن تطبيق طريقة Galerkin في دراسة منطقة الانقطاع مكننا من حساب ممانعة منطقة الانقطاع و تحديد تردد العمل في هذه المنطقة.
- إن رسم القسم الحقيقي و القسم التخيلي لممانعة الدخل للمرشح المصمم أكد صحة النتائج التي تم الوصول إليها في دراسة منطقة الانقطاع.
- إن مقارنة النتائج التي تم الوصول إليها بتطبيق طريقة Galerkin مع نتائج طرق أخرى مستخدمة في دراسة منطقة الانقطاع أكد صحة النتائج التي تم الوصول إليها.
- إن إيجاد مصفوفة التبعثر [S] للمرشح المصمم و دراسة علاقة معامل الإرسال T و معامل الانعكاس R مع التردد f مكننا من تحديد خصائص المرشح (مرشح تمرير حزمة) و تحديد التردد المركزي و عرض حزمة التمرير.
- إن زيادة طول الجوف الطنيني يؤدي إلى نقصان تردد الرنين للمرشح المصمم و العكس صحيح.
- إن زيادة أبعاد فتحة الانقطاع يؤدي إلى نقصان تردد الرنين للمرشح المصمم و العكس صحيح.
- إن زيادة ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة يؤدي إلى نقصان تردد الرنين للمرشح المصمم و العكس صحيح.
- يمكن الاستفادة من النتائج التي تم الوصول إليها في هذا البحث في تحديد بارمترات المرشح المصمم بهدف الوصول إلى تردد الرنين و حزمة الترشيح المطلوبة.

5-5- التوصيات و الأعمال المستقبلية :

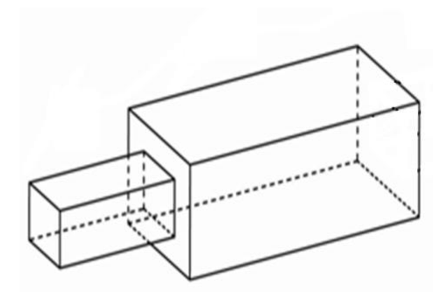
- يمكن التصميم العملي لهذا المرشح في حال توفر المخابر المختصة، واستخدام هذا المرشح في أجهزة الإرسال والاستقبال للأمواج الميكروية.

- المرشح الذي تم تصميمه في هذا البحث يحتوي على انقطاعين، يمكن تعميم الدراسة السابقة على أكثر من انقطاعين ومناقشة النتائج، كما هو مبين في الشكل (6−1).



الشكل (5−18): حالة أربعة انقطاعات في دليل الموجة

- لو أخذنا الشكل المكون من دليلي الموجة الأول و الثاني فقط (كما هو مبين في الشكل (6−2)) لأصبح لدينا عملياً هوائي مشع، وسيكون تردد العمل في منطقة الانقطاع عملياً هو تردد الرنين الذي يشع به الهوائي، وبالتالي يمكن الاستفادة من هذه الدراسة في تحديد تردد الرنين للهوائي المشع و في تصميم هذا الهوائي عن طريق دراسة علاقة تردد الرنين للهوائي المشع مع بارمترات الهوائي (أبعاد الدليلين، أبعاد فتحة الانقطاع، ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة، .....).



الشكل (5−19): هوائي مشع

المراجع

References

[1]- Arto, V. R.,Lehto, A., Radio Engeneering for Wireless Communication and Sensor Application, Artech Houss, Boston, London, 2003 .

[2]- Magnusson, P. C., Alexander, G. C., Tripathi, V. K., Transmission Lines and Wave propagation, CRC Press, Boca Raton, 1992 .

[3]- محمد وليد حبال ، نظرية الأمواج الميكروية، مطبعة جامعة حلب، 1994

[4]- Davidson, C. W., Transmission Lines for Telecommunications, Mac Mhllan, London, 1989 .

[5]- GEORGE D. V., Microwave Circuit Desigh Using Linear And Nonlinear Techniques, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey., 2005 .

[6]- Thomas, S. L., Microwaves and Wireless Simplifide, Artech Houss, Boston, London, 2005 .

[7]- Ida, N., Bastos, P. A., Electromagnetic and Calculation of Fields, 1997 .

[8]- علي زيد، الأمواج الميكروية، مطبعة جامعة حلب، 2009

[9]- Pozar, D. M., Microwave Engineering, 2 nd ed., New York: John Willy and Sons, 1998 .

[10]- Collin, R. E., Foundation for Microwave Engineering, 2nd ed., New York Press, 2001 .

[11]- BABNIS ,A. Antenna Theory, Analyses and design . seconde edition, New York,Harper& Row, 1997.

[12]- IRSADI,S;CHUANG,L. On Slot-Coupled Microstrip Antennas and their Applications . IEEE Trasn, Antennas and propagation,1990

[13]- ARUNK,B .Long Rectangular Patch Antenna with a Single Feed. IEEE Trasn, Antennas and propagation, 1995.

[14]- BAUDRAND H. Introduction Au Calcul de Circuits Microondes. Toulouse University, Toulouse, 2001.

[15]- COLLIN R. E., 1991- Field Theory of Guided Waves. New York Press, New York.

[16]- POZAR D. - Design of Rectangular Microstrip Patch Antennas for the 2.4 GHz Band. Toulouse University, Toulouse, 1997.

[17]- CHATTORAJ,N;S.ROY,J. Application of Genetic Algorithm to the Optimization of Microstrip Antennas with and without superstrate.IEEE Trasn , Micro Strip Antennas ,2007.

[18]- DEAN A., 1994- Conversion Between S, Z, Y, h, ABCD, and T Parameter which are Valid for Complex Source and Load Impedance. IEEE Transactions On Microwaves Theory And Techniques, 42(2), February 1994.

[19]- POZAR D.M. - Microwave Engineering, 4 nd Ed. Jone Willy and Sons, New York, 2008.

الأبحاث المنشورة
Papers

1. د. علي زيد، د. السموءل صالح ، م. ابراهيم غفير، **دراسة وحساب ونمذجة ممانعة الانقطاع (عدم الاستمرارية) في دليل الموجة وتطبيقها في تصميم المرشحات المكروية** ، مجلة بحوث جامعة حلب سلسلة العلوم الهندسية، العدد / 92 / لعام 2011.

2. د. علي زيد، د. السموءل صالح ، م. ابراهيم غفير، **تصميم المرشحات الميكروية باستخدام طريقة غالركين لدراسة و محاكاة عدم الاستمرارية في دليل الموجة** ، مجلة بحوث جامعة حلب سلسلة العلوم الهندسية، العدد / 93 / لعام 2011.

Summary

This research aims to design a microwave filter by studying and simulating the discontinuity in wave guide, the suggested form of the filter consists of three wave guides connected together with different dimensions. Changing the dimensions of the wave guide will change the propagation of the microwaves and we'll have two discontinuity regions affecting on modes propagation through the wave guide.

We apply Galerkin method in studying and simulating the waveguide discontinuity, we compare the results we have by Galerkin method with results of other methods (FD-TD method, Green method, Genetic Algorithm method).

This work studies the effect of dimensions changing on propagation modes, and calculates the [Z] matrix and scattering matrix [S] for the designed filter and finds the relation between transmission coefficient (T), reflection coefficient (R) and the frequency (f) to determine the properties of the designed filter.

This reseach studies the relation between the resonant frequency of the designed filter and the parameters of the filter (resonant cavity length, dimensions of discontinuity gap, dielectric constant) to determine the required parameters of the designed filter.

This work simulates all the results by using Matlab program.

Keywords: Rectangular wave guide, Discontinuity, Cavity resonant, Microwaves filter, Modes propagation, Reflection coefficient, Transmission coefficient, Scattering matrix.

Testimony

We witness that the described work in this treatise is the results of a scientific search conduct by the candidate **Eng. Ibrahim Ghafeer** under supervision of **Dr. Ali Zaid** (main supervisor) Associate Professor in the Department of Communication Engineering in the Faculty of Electrical & Electronic Engineering at the University of Aleppo, and **Dr. Alsamawal Saleh** (assistant supervisor) Associate Professor in the Department of Electronics and Communication Engineering in the Faculty of Mechanical & Electrical Engineering at the University of Tishreen. Any other references mentioned in this work are documented in the text of the treatise.

Candidate	Assistant supervisor	Main supervisor
Eng. Ibrahim Ghafeer	**Dr. Alsamawal Saleh**	**Dr. Ali Zaid**



Declaration

I hereby certify that this work :

Designing a Microwave Filter by Studying and Simulating the Discontinuity in the Wave Guide

has not been accepted for any degree or it is not submitted to any other degree.

Candidate
Eng. Ibrahim Ghafeer

University of Aleppo
Faculty of Electrical & Electronic Engineering
Department of Communication Engineering



Designing a Microwave Filter by Studying and Simulating the Discontinuity in the Wave Guide

This Thesis is Submitted to Obtain the Master Degree in Communication Engineering

By
Eng. Ibrahim Ghafeer
Master Student
Department of Communication Engineering
Faculty of Electrical & Electronic Engineering
University of Aleppo

Supervised By

Dr. Ali Zaid
Associate Professor in the
Department of Communication Engineering
Faculty of Electrical & Electronic Engineering
University of Aleppo

Dr. Alsamawal Saleh
Associate Professor in the
Department of Communication Engineering
Faculty of Mechanical & Electrical Engineering
University of Tishreen

University of Aleppo
Faculty of Electrical & Electronic Engineering
Department of Communication Engineering



Designing a Microwave Filter by Studying and Simulating the Discontinuity in the Wave Guide

This Thesis is submitted to obtain the Master Degree in Electrical Drive Engineering

By

Eng. **Ibrahim Ghafeer**
Postgraduate Student
Department of Communication Engineering
Faculty of Electrical & Electronic Engineering
University of Aleppo